

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN



PROYECTO FIN DE CARRERA:

Análisis del efecto de la curvatura en parches alimentados por
proximidad.

AUTOR: Ana de la Vega García
TUTOR: Luís de Inclán Sánchez

Leganés, a 29 de Septiembre de 2011

TÍTULO: Análisis del efecto de la curvatura en parches alimentados por proximidad.

AUTOR: Ana de la Vega García.

TUTOR: Luis de Inclán Sánchez

La defensa del proyecto fin de carrera se realizó el día 29 de Septiembre de 2011 siendo calificado por el siguiente tribunal:

PRESIDENTE: Marcelino Lázaro Teja

SECRETARIO: Eva Rajo Iglesias

VOCAL: Alejandro Sevilla Santiago

Habiendo obtenido la siguiente calificación:

CALIFICACIÓN:

Presidente

Secretario

Vocal

AGRADECIMIENTOS

Aquí comienza la redacción de lo que significa el final de un ciclo importante en mi vida y que merecido mucho la pena. La razón, no es fácil dar solamente una, no es sólo por todo lo aprendido, por los muchos buenos recuerdos que me llevo, si no muy especialmente, por la gente que he conocido y que puedo decir a día de hoy son muy especiales para mí.

No podría olvidar darle las gracias a mi tutor Luis de Inclán, por su apoyo, por su tiempo, sus palabras de ánimo y la inmensa ayuda prestada durante toda la realización de este proyecto.

A mis padres Lucía y Manuel porque sin duda todo lo que he conseguido hasta el día de hoy os lo debo a vosotros. Por haberme apoyado siempre, por haberme animado en los momentos bajos y por haberme enseñado a luchar para conseguir los sueños aunque cueste, quiero deciros que no he podido tener mejores padres que vosotros.

A mis hermanos Manuel e Isabel porque habéis estado siempre ahí, más que cómo hermanos cómo los mejores amigos que se puede tener sacándome siempre una sonrisa. A Ana y Mercedes porque para mí sois cómo mis hermanas y a Paqui y Leonardo que sois cómo mis segundos padres.

Por último darle las gracias a una parte esencial para mí en estos años, mis amigos con los que he compartido momentos muy felices y otros no tanto, pero que siempre he recibido de ellos un cariño y apoyo que no tiene precio, por ello gracias de corazón a Susana Pastor, Bea, Susana Yáñez, Julia, Cris, Almu, Javi, Nacho, Loreto, Loren, Mónica, Diana, Sara, Javo, Elena y Silvia.

Mil gracias de corazón a todos vosotros porque sin vuestro apoyo este proyecto no hubiera sido posible.

Por último no puedo concluir mis agradecimientos sin nombrar a mi abuela, que sin duda ha sido un ejemplo a seguir de fuerza, de vitalidad y de energía y que estoy segura que estará muy orgullosa de mí.

Amar muchas cosas,
porque en amar existe la verdadera fuerza
Vincent Van Gogh

Resumen

En este Proyecto Final de Carrera, tratamos de estudiar algunos aspectos de las conocidas como tecnologías textiles. Dichas tecnologías, comprenden diseños de elementos radiantes, que irán integrados en prendas y que serán empleados en un amplio espectro de posibles aplicaciones.

Este tipo de tecnologías ha sufrido un importante desarrollo en la última década y una fuerte inversión en investigación, sin embargo, son muchas todavía las líneas de estudio que continúan pendientes en este campo.

Precisamente de aquí surge la temática de este Proyecto Fin de Carrera, que pretende aportar un estudio detallado sobre la influencia del conformado de la estructura sobre cilindros de distintos radios de curvatura, para aquellos diseños que hayan sido realizados empleando dichas tecnologías.

Para llevar a cabo este estudio, se realiza el diseño de un elemento aislado, en nuestro caso un parche excitado por acoplo por proximidad, en el que se lleva a cabo, como primer paso, un proceso de análisis sobre los parámetros de diseño que presentan influencia en las características de radiación del mismo.

El parche excitado por acoplo por proximidad se caracteriza por la gran cantidad de grados de libertad que presenta en su diseño. Entre los más interesantes cabe mencionar: las características del material dieléctrico empleado, principalmente en la capa de alimentación (permitividad propia del material, tangente de pérdidas, conductividad), altura de las capas que componen este tipo de antena, tanto la de alimentación como la de la antena, y muy especialmente el overlapping (parte de la tira microstrip de alimentación que permanece solapada con el parche) que presentará una influencia crucial en el nivel de adaptación conseguido.

Una vez realizado el diseño, el empleo del mismo adherido a prendas, vendrá limitado en buena medida por las condiciones de contorno tan particulares a las que estarán sometidas y ante las que deberá responder favorablemente. Las propias arrugas de la tela o la misma curvatura de las superficies sobre las que irá situada la antena, pueden hacer que se degraden las prestaciones del sistema, haciéndolo inservible para la aplicación para la que fue diseñada.

Para garantizar que esto no suceda, analizaremos cómo afecta el conformado de la estructura al rendimiento del parche diseñado, mediante la realización de distintas simulaciones, curvando la estructura tanto en plano E como en plano H. De esta manera, pretendemos sacar conclusiones sobre cómo colocar la antena para que sus características de radiación no se vean demasiado afectadas. Además se observarán otros factores que se ven modificados, como la frecuencia de trabajo, la directividad de la antena o el ancho de banda de funcionamiento.

Por último, se incluye un estudio de distintas metodologías que se pueden emplear para incrementar la directividad de este tipo de antenas, en caso de que la aplicación lo requiera. Recordemos que los parches son antenas con una directividad relativamente baja, por lo que nos puede interesar incrementarla.

En nuestro caso, el diseño realizado consiste en un sencillo array de dos elementos, excitado mediante una red en T que divide la potencia de entrada en partes iguales entre los dos elementos radiantes y que nos permitirá duplicar la directividad de nuestro sistema, sin incrementar excesivamente el tamaño.

Índice General

1.	Introducción	
1.1	Motivación.....	21
1.2	Objetivos.....	23
1.3	Estructura del documento.....	24
2.	Revisión de antenas de parche y particularidades de la tecnología textil	
2.1	Estudio de antenas de parche	
2.1.1	Introducción.....	25
2.1.2	Características principales y aplicaciones.....	26
2.1.3	Criterios de diseño y métodos de alimentación empleados.....	28
2.1.4	Análisis del parche rectangular.....	33
2.2	Introducción a las tecnologías textiles	
2.2.1	Parámetros de diseño en tecnologías textiles.....	36
2.2.2	Métodos de fabricación habituales y principales materiales empleados.	43
2.2.3	Características particulares de funcionamiento.....	46
3.	Análisis y diseño de un parche alimentado por proximidad	
3.1	Diseño del elemento aislado	
3.1.1	Justificación de la elección del parche excitado por acoplo por proximidad como elemento aislado.....	48
3.1.2	Selección de la frecuencia de funcionamiento.....	49
3.2	Optimización del diseño del elemento aislado	

3.2.1	Influencia teórica de los parámetros de diseño del parche.....	50
3.2.2	Diseño inicial del elemento aislado.....	52
3.2.3	Estudio de la influencia del material empleado cómo sustrato dieléctrico de la capa de alimentación.....	59
3.2.4	Estudio de la influencia de la altura de los sustratos dieléctricos de la capa de alimentación y de la capa de la antena.....	65
3.2.5	Estudio de la influencia del overlapping para conseguir que la adaptación sea óptima dependiendo de la permitividad del sustrato elegido para la alimentación.....	70
3.3	Resultados experimentales.....	82
4.	Estudio de la curvatura del elemento aislado	
4.1	Estudio de la curvatura de la antena	
4.1.1	Estudio de la curvatura en plano H.....	86
4.1.2	Estudio de la influencia del overlapping alimentación-parche en el nivel de adaptación para el caso de la curvatura de la antena en plano H...	91
4.2	Curvatura en Plano E	
4.2.1	Estudio de la curvatura en plano E.....	104
4.2.2	Estudio de la influencia del overlapping alimentación-parche en el nivel de adaptación para el caso de la curvatura de la antena en plano E...	108
5.	Diseño de un array de parches textiles excitados por acoplo por proximidad.	
5.1	Introducción a los arrays.....	118
5.2	Diseño de la red en T.....	119
5.3	Diseño del array.....	126

6. Conclusiones y líneas futuras

6.1 Conclusiones.....	130
6.2 Líneas futuras.....	131

APÉNDICES

A. Presupuesto del proyecto.....	137
---	------------

Lista de Figuras

Figura 2.1.: Antena microstrip y sistema de coordenadas

Figura 2.2: Diagrama de radiación típico de una antena microstrip

Figura 2.3: Formas más habituales de los parches microstrip

Figura 2.4: Alimentación directa mediante línea microstrip

Figura 2.5: Alimentación de antena microstrip mediante cable coaxial

Figura 2.6: Alimentación de una antena microstrip mediante proximidad

Figura 2.7: Alimentación de una antena microstrip mediante apertura

Figura 2.8: Dimensiones físicas y efectivas de un parche microstrip

Figura 2.9: Sistema de caracterización de propiedades electromagnéticas, concretamente se obtiene información de pérdidas.

Figura 2.10: Estructura de una antena PIFA's (Planar Invertid "F" Antenas)

Figura 2.11: Efecto del plano de masa sobre la radiación de la antena

Figura 2.12: Antena textil con parches EBG

Figura 2.13: Antena microstrip de doble banda en configuración de U

Figura 2.14: Antena ACPA (Apertura-Coupled Patch Antena)

Figura 2.15: Métodos de alimentación de antenas textiles tipo microstrip

Figura 2.16: Esquema de pasos a seguir en el diseño de una antena textil (IEEE Xplore Wereable and implementable antennas in body-centric communications)

Figura 3.1: Esquema de parche excitado por acoplo por proximidad

Figura 3.2: Estructura del parche excitado por acoplo por proximidad

Figura 3.3: Diseño inicial de parche excitado por acoplo por proximidad realizado con el CST Microwave

Figura 3.4.: *Parámetro S_{11} del diseño de parche inicial*

Figura 3.5.: *Diagrama de radiación del diseño inicial del parche*

Figura 3.6.: *Parámetro S_{11} del parche centrado a 2,4 GHz*

Figura 3.7.: *Impedancia vista por el puerto de 50 Ω*

Figura 3.8.: *Impedancia vista por el puerto de 50 Ω tras la modificación de la anchura de la línea de alimentación*

Figura 3.9.: *Efectos de borde de un parche*

Figura 3.10.: *Carta de Smith obtenida en la simulación con el CST Microwave para el caso de la estructura de parche excitado por acoplo por proximidad.*

Figura 3.11.: *Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 4.5$*

Figura 3.12.: *Diagrama de radiación en coordenada polares del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 4.5$ a 2,4 GHz y para $\phi=90$*

Figura 3.13.: *Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 3.7$*

Figura 3.14.: *Diagrama de radiación del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 3.7$ a 2,4 GHz y $\phi=90$*

Figura 3.15.: *Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 3$*

Figura 3.16.: *Diagrama de radiación del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 3$ a 2,4 GHz y $\phi=90$*

Figura 3.17.: *Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 2.5$*

Figura 3.18.: *Diagrama de radiación en polares del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 2.5$ a 2,4GHz y $\phi=90$*

Figura 3.19.: *Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos una altura doble en la capa de alimentación.*

Figura 3.20.: Diagrama de radiación en polares del parche cuando empleamos una altura doble en la capa de alimentación a 2,4 GHz y para el plano $\phi=90$.

Figura 3.21.: Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos una altura doble en la capa de la antena.

Figura 3.22.: Diagrama de radiación en polares del parche cuando empleamos una altura doble en la capa de alimentación a 2,4GHz y para el plano $\phi=90$.

Figura 3.23.: Gráfica que relaciona la longitud del parche con la impedancia en un punto (Valores aproximados de máxima impedancia).

Figura 3.24.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 4.5$.

Figura 3.25.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 3.7$.

Figura 3.26.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 3.7$.

Figura 3.27.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 3$.

Figura 3.28.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 2.5$.

Figura 3.29.: Influencia del overlapping en el nivel de adaptación conseguido dependiendo de la ϵ del material empleado.

Figura 3.30.: Parámetro S_{11} del parche cuando la altura de la capa de la antena duplica la de la capa de la alimentación.

Figura 3.31.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un diseño con una altura doble en la capa de la antena.

Figura 3.32.: Parámetro S_{11} del parche cuando la altura de la capa de la alimentación duplica la de la capa de la antena.

Figura 3.33.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 4.5$.

Figura 3.34.: Vista de la antena de parche excitada por acoplo por proximidad empleada para realizar las medidas experimentales.

Figura 3.35.: Vista de la línea de alimentación de la antena de parche excitada por acoplo por proximidad empleada para realizar las medidas experimentales.

Figura 3.36.: Parámetro S_{11} medido experimentalmente en el laboratorio, al ir aumentando el overlapping desde su centro de 2 en 2 milímetros.

Figura 3.37.: Parámetro S_{11} medido experimentalmente en el laboratorio, al ir disminuyendo el overlapping desde su centro de 2 en 2 milímetros.

Figura 4.1.: Antena conformada en plano H y Antena conformada en plano E

Figura 4.2: Parámetro S_{11} del parche para el caso en el que la estructura permanece plana y para los casos de distintos radios de conformado en plano H. En esta simulación, las capas de los dieléctricos eran de igual grosor y de valor 2 milímetros

Figura 4.3.: Diagrama de radiación en coordenadas polares cuando las capas de los dieléctricos son de igual altura y de valor dos milímetros para los casos de la antena plana y curvada en plano H ($r=50\text{mm.}$):

Figura 4.4.: Diagrama de radiación de la antena sin conformar

Figura 4.5.: Diagrama de radiación de la antena conformada sobre un cilindro de radio 50 milímetros

Figura 4.6: Parámetro S_{11} del parche para el caso en el que la estructura permanece plana y para los casos de distintos radios de conformado en plano H. Capas de los dieléctricos de igual grosor y de valor 3 milímetros

Figura 4.7.: Diagrama de radiación en coordenadas polares cuando las capas de los dieléctricos son de igual altura y de valor tres milímetros para los casos de la antena plana y la antena curvada con $r=50$ milímetros:

Figura 4.8.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 40 milímetros.

Figura 4.9.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 40 milímetros (frecuencia del segundo punto de adaptación óptimo).

Figura 4.10.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 50 milímetros.

Figura 4.11.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 50 milímetros (2° óptimo).

Figura 4.12.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 60 milímetros.

Figura 4.13.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 60 milímetros (2° óptimo).

Figura 4.14.: Variación del parámetro S_{11} vs. Overlapping (línea de alimentación-parche) para distintos radios de conformado en plano H. Ambas capas de dieléctrico de idéntico espesor y de valor 2 milímetros.

Figura 4.15.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 40 milímetros.

Figura 4.16.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 40 milímetros (2° óptimo).

Figura 4.17.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 50 milímetros.

Figura 4.18.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 50 milímetros (2° óptimo).

Figura 4.19.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 60 milímetros.

Figura 4.20.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 60 milímetros (2° óptimo).

Figura 4.21.: Variación del parámetro S_{11} vs. Overlapping (línea de alimentación-parche) para distintos radios de conformado en plano H. Ambas capas de dieléctrico con idéntico espesor y valor 3 milímetros.

Figura 4.22.: Relación entre los niveles de adaptación conseguidos al conformar la antena en plano E, sobre cilindros de distintos radios de curvatura y para el caso de la estructura plana ($\epsilon_{\text{dieléctrico}} = 2$).

Figura 4.23.: Diagrama de radiación en coordenadas polares (plano E y $\varphi=90$), para el caso en el que la antena permanece plano y cuando está curvada con un radio de 50 milímetros.

Figura 4.24.: Relación entre los niveles de adaptación conseguidos al conformar la antena en plano E, sobre cilindros de distintos radios de curvatura y para el caso de la estructura plana ($\epsilon_{\text{dieléctrico}} = 3$).

Figura 4.25.: Diagrama de radiación de la estructura plana

Figura 4.26.: Diagrama de radiación del elemento conformado sobre un cilindro de radio 50 milímetros

Figura 4.27.: Diagrama de radiación en coordenadas polares para el caso de la antena sin curvar y curvada sobre un cilindro de radio 50 mm.

Figura 4.28.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 40 milímetros ($h=2\text{mm.}$)

Figura 4.29.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 50 milímetros ($h=2\text{mm.}$).

Figura 4.30.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 60 milímetros ($h=2\text{mm.}$).

Figura 4.31.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 60 milímetros ($h=2\text{mm.}$).

Figura 4.32.: Relación entre el nivel de adaptación conseguido para distintos radios de conformado de la estructura en plano E y para el caso de la estructura plana cuando las alturas de las capas dieléctricas son iguales y de valor 2 milímetros

Figura 4.33.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 40 milímetros ($h=3\text{mm.}$).

Figura 4.34.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 50 milímetros ($h=3\text{mm.}$).

Figura 4.35.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 50 milímetros ($h=3\text{mm.}$).

Figura 4.36.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 60 milímetros.

Figura 4.37.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 60 milímetros.

Figura 4.38.: Relación entre el nivel de adaptación conseguido para distintos radios de conformado de la estructura en plano E y para el caso de la estructura plana cuando las alturas de las capas dieléctricas son iguales y de valor 3 milímetros

Figura 5.1. Esquema de divisor Wilkinson

Figura 5.2. Layout del divisor Wilkinson

Figura 5.3. Esquema de una red en T

Figura 5.4. Parámetros S_{11} , S_{21} y S_{31} (de reflexión y de transmisión) de la red en T diseñada con el Microwave Office

Figura 5.5. Esquemático de la red en T conseguida con el Microwave Office

Figura 5.6.: Diseño de la red en T obtenida mediante el simulador CST Design Studio

Figura 5.7.: Parámetro de reflexión y sendos parámetros de transmisión de la red en T implementada en el CST

Figura 5.8.: Representación de los diferentes valores del parámetro de reflexión obtenidos con la modificación de la longitud del tramo adaptador.

Figura 5.9.: Parámetros de reflexión y de transmisión obtenidos en el diseño definitivo de la red

Figura 5.10.: Diseño del array de parches textiles implementados con el software CST Microwave

Figura 5.11.: Variación del nivel de adaptación conseguido de array de parches al modificar el overlapping parche-alimentación.

Figura 5.12.: Parámetro de adaptación conseguido para el array de parches excitados por acoplo por proximidad diseñado.

Figura 5.13.: Diagrama de radiación a la frecuencia de 2.4 Ghz en 3D para el array diseñado

Figura 5.14.: Diagrama de radiación a la frecuencia de 2.4 Ghz en 3D sobre la estructura del array diseñado

Figura 5.15.: Diagrama de radiación a la frecuencia de 2.4 Ghz en 3D sobre la estructura del array diseñado curvada en plano H

Figura 5.16.: Parámetros de reflexión obtenidos en simulación, para el array en plano y curvado con radios de curvatura de 50, 60 y 70 mm en plano H.

Figura 5.17.: Diagrama de radiación a la frecuencia de 2.4 Ghz en 3D sobre la estructura del array diseñado curvada en plano E

Figura 5.18.: Parámetros de reflexión obtenidos en simulación, para el array en plano y curvado con radios de curvatura de 50, 60 y 70 mm. en plano E

Lista de tablas

Tabla 3.1: *Parámetros tomados como punto de partida para el diseño de un primer modelo de parche excitado por acoplo por proximidad junto a una breve justificación de dicha elección.*

Tabla 3.2: *Valores de los parámetros de diseño del parche tras los ajustes realizados con el simulador.*

Tablas 3.3: *Valores de las permitividades de los distintos materiales sometidos a estudio como sustrato.*

Tablas 3.4: *Modificación necesaria de los parámetros de diseño del parche para adaptar su funcionamiento.*

Tabla 3.5: *Relación entre los distintos materiales empleados en el diseño y las frecuencias de funcionamiento conseguidas.*

Tabla 3.6: *Relación de las características de diseño de cada uno de los casos sometidos a estudio.*

Tabla 3.7: *Características de nivel de adaptación, directividad y ancho de banda conseguidos para cada uno de los casos sometidos a estudio.*

Tabla 3.8: *Relación entre los niveles de adaptación conseguidos para cada nivel de overlapping dependiendo del material empleado como sustrato dieléctrico para la capa de alimentación.*

Tabla 3.9: *Modificación de los parámetros de diseño para conseguir un elemento que funcione a 2,4 Ghz en el caso de emplear un material de valor de permitividad para la capa de alimentación de 3.*

Tabla 4.1: *Relación de los niveles de adaptación, frecuencias de trabajo y directividades conseguidas para distintos radios de conformado de la estructura en plano H y para el caso de que la estructura permanezca plana sin deformación alguna.*

Tabla 4.2: *Relación de los niveles de adaptación, frecuencias de trabajo y directividades conseguidas para distintos radios de conformado de la estructura en plano H y para el caso de que la estructura permanezca plana sin deformación alguna. Alturas de las capas dieléctricas idénticas entre sí y de valor 3 milímetros.*

Tabla 4.3.: *Parámetros de diseño del parche cuyo conformado vamos a someter a estudio.*

Tabla 4.4.: Relación entre el overlapping y los niveles de adaptación conseguidos para el caso de que la estructura permanezca plana y para los casos de conformado sobre cilindros de radio 40,50 y 60 milímetros respectivamente. En este caso ambos dieléctricos presentan igual grosor (2 mm.).

Tabla 4.5.: Tabla comparativa de los valores de nivel de adaptación, frecuencia de trabajo y overlapping óptimo para el caso de la estructura plana y para distintos radios de curvatura.

Tabla 4.6.: Parámetros de diseño de la antena plana cuyo conformado vamos a someter a estudio.

Tabla 4.7.: Relación entre el overlapping y los niveles de adaptación conseguidos para el caso de que la estructura permanezca plana y para los casos de conformado sobre cilindros de radio 40,50 y 60 milímetros respectivamente. En este caso ambos dieléctricos presentan igual grosor (3 mm.).

Tabla 4.8.: Tabla resumen de los resultados obtenidos en cuanto a frecuencia de funcionamiento, nivel de adaptación y overlapping óptimo, para los distintos casos de curvatura estudiados en plano H.

Tabla 4.9.: Tabla resumen de las frecuencias de funcionamiento, directividad y nivel de adaptación conseguidos al curvar la antena en plano E para distintos radios de curvatura ($h_{\text{alimentación}} = 2\text{mm.}$)

Tabla 4.10.: Tabla resumen de las frecuencias de funcionamiento, directividad y nivel de adaptación conseguidos al curvar la antena en plano E para distintos radios de curvatura ($h_{\text{alimentación}} = 3\text{mm.}$)

Tabla 4.11.: Características del modelo sometido a estudio para ver la influencia del overlapping sobre la adaptación para una antena curvada en plano H

Tabla 4.12.: Relación entre el overlapping y los niveles de adaptación conseguidos para el caso de que la estructura permanezca plana y para los casos de conformado en plano E sobre cilindros de radio 40,50 y 60 milímetros respectivamente. En este caso ambos dieléctricos presentan igual grosor (2 mm.)

Tabla 4.7.: Relación entre el overlapping y los niveles de adaptación conseguidos para el caso de que la estructura permanezca plana y para los casos de conformado en plano E sobre cilindros de radio 40,50 y 60 milímetros respectivamente. En este caso ambos dieléctricos presentan igual grosor (3 mm.)

Tabla 5.1.: Relación entre los niveles de adaptación y frecuencia de funcionamiento para el caso del array plano y curvado en plano H con distintos radios de curvatura

Tabla 5.2.: Relación entre los niveles de adaptación y frecuencia de funcionamiento para el caso del array plano y curvado en plano E con distintos radios de curvatura

Capítulo 1

Introducción

1.1 Motivación

Este proyecto surge en un contexto en el que la sociedad es cada vez más dependiente de las nuevas tecnologías y de sus aplicaciones. Están apareciendo fuertes necesidades de fiabilidad, eficiencia y seguridad en lo que a aplicaciones civiles se refiere: intervención en desastres de gran magnitud, equipos de rescate, aplicaciones militares, monitorización de señales vitales entre otras, realizados en tecnología textil. Es por esto que en este sector, están adquiriendo gran relevancia las inversiones en investigación así como los procesos de minituarización de los componentes electrónicos, para que puedan ser integrados en prendas.

Los sistemas textiles nos permitirán desplegar redes de área personal en las proximidades del cuerpo humano. Las antenas que actúen como emisor-receptor irán embebidas en prendas y permitirán la transmisión/recepción de señales entre la persona que las porte y una estación base.

Las antenas textiles pretenden proporcionar una misión de telecomunicación en entornos muy distintos. Irán integradas en prendas formando parte activa de las redes de área personal (PAN's: Personal area Network) y de las redes de comunicación basadas en el cuerpo (BAN's: Body area Nertwork).

Las aplicaciones para las que pueden emplearse pueden ser:

- on-body communication: enlace de comunicación wireless entre dos dispositivos colocados en el cuerpo.
- off-body communication: define el radio-enlace entre elementos portados en el cuerpo y una estación base.
- in-body communication: comunicación: entre implantes médicos realizados en el cuerpo.

Dependiendo del entorno en el que se realice la transmisión, las señales pueden estar sometidas a fuertes efectos de multitrayecto, lo que se traduce en un desvanecimiento de la señal receptora y en una reducción del rendimiento de la transmisión. A esto se le une el hecho de que, al ir adherida a la prenda, sufrirá una serie de deformaciones.

No podemos olvidar que otra característica importante, es la necesidad de reducir al máximo la radiación trasera, para impedir posibles efectos negativos sobre la persona que lo porta.

Ante todas estas características tan específicas propias de las antenas textiles, parece claro que requieren de un estudio más detallado que el que podría realizarse para una antena convencional.

Este proyecto pretende analizar con cierto detalle, alguna de las características más relevantes a la hora de diseñar una antena textil, concretamente la curvatura a la que estará sometida. Se pretende con esto, que la antena diseñada cumpla las características necesarias que le permitan funcionar correctamente, integrada en un sistema textil de comunicaciones.

1.2 Objetivos

El objetivo del presente trabajo, se centra en estudiar algunos parámetros importantes a considerar en el diseño de antenas textiles.

Tras profundizar mediante el estado del arte, primer capítulo de este proyecto, en las principales características que presentan actualmente este tipo de tecnologías, trataremos de realizar un sencillo diseño de una antena en tecnología textil y a partir de él, estudiar mediante simulaciones, el comportamiento que presenta ante el conformado de la estructura sobre cilindros de distintos radios de curvatura.

Una de las peculiaridades de este tipo de antenas, resulta ser precisamente que su funcionamiento deberá probarse en situaciones en las que el elemento radiante esté curvado. Cuando se adhiera a una prenda, las propias arrugas de la tela y la curvatura propia de la parte del cuerpo sobre la que se encuentre colocada, hará que la antena radie en unas condiciones distintas de las habituales. El comportamiento que adquiere en estas circunstancias, es lo que pretende estudiarse en este proyecto, para poder sacar conclusiones sobre la forma óptima de posicionar la antena sobre la tela.

Las simulaciones comprenderán los casos en los que la antena presenta la curvatura tanto en plano E como en plano H sobre cilindros de distintos radios de curvatura, para poder determinar en qué circunstancias las consecuencias sobre las características de radiación son más livianas.

Nos centraremos en un tipo de antena impresa particular, concretamente en un parche alimentado por proximidad ya que, como ya vimos, los parches son los tipos de antenas que más frecuentemente aparecen en diseños textiles.

De manera complementaria, se va a realizar un diseño inicial para tratar de configurar un array con este tipo de elementos, buscando conseguir un incremento de la directividad del sistema textil. Aunque hay otras técnicas que se emplean en la actualidad para incrementar la directividad de este tipo de antenas, en este proyecto se busca conseguir duplicar la directividad mediante el diseño de un array lineal de dos elementos que cumpla ciertas limitaciones en sus dimensiones.

1.3 Estructura del documento

Este documento está estructurado en 5 capítulos cuyo contenido detallaremos brevemente a continuación.

El capítulo 1, pretende explicar el por qué de este proyecto, cuáles fueron las motivaciones y necesidades que llevaron a que un estudio como el que nos ocupa fuera interesante y qué objetivos pretendíamos conseguir con el desarrollo de este trabajo.

El capítulo 2 pretende profundizar en las principales características del tipo de antenas con el que vamos a trabajar, las antenas de tipo parche. Además presenta el estado del arte de las tecnologías textiles, sus principales características, para qué se emplean actualmente y qué factores son importantes a la hora de realizar un correcto diseño de un sistema en tecnología textil.

En el capítulo 3 se detalla el diseño de un parche alimentado por acoplo por proximidad, cómo influyen cada uno de los parámetros de diseño y se buscará un equilibrio entre todos ellos para conseguir un funcionamiento y unas características de radiación óptimas.

En el capítulo 4 nos centraremos en estudiar cómo afecta al sistema, el conformado de la antena. Mediante simulaciones, estudiaremos las principales características que se ven modificadas al conformar la estructura y sacaremos conclusiones sobre la colocación y el curvado óptimo al que se puede someter la antena sin que se degraden sus prestaciones.

En el capítulo 5, nos centraremos en la realización de un simple array de dos elementos que incremente la directividad de la antena, al mismo tiempo que conserva ciertas restricciones de tamaño que son importante en las tecnologías textiles. También se realizará el diseño de una red en T que permita la excitación de los dos elementos.

En el capítulo 6 se resumen ciertas conclusiones que se han podido extraer en base a los resultados obtenidos en el simulador. De la misma manera, se comentan ciertas líneas futuras de trabajo que serán interesantes en el contexto de las tecnologías que nos ocupan.

Capítulo 2

Revisión de antenas de parche y particularidades de la tecnología textil.

2.1 Estudio de antenas de parche

2.1.1 Introducción

Las antenas tipo “parche” también conocidas como antenas microstrip, puesto que se basan en dicha tecnología, son una extensión de la línea de transmisión microstrip. Esta tecnología, desde sus inicios estuvo regida bajo el principio de realizar diseños de dimensiones reducidas que pudieran ser fácilmente acoplados a cualquier dispositivo.

Se concibe por primera vez en los años 50, aunque no es hasta los 70 cuando se empieza a trabajar activamente con ellas. En la actualidad son ampliamente utilizadas en un gran número de aplicaciones.

Los circuitos microstrip son conocidos en un principio con el nombre de striplines. Una stripline es una tira delgada conductora, en un dieléctrico que posee dos capas metalizadas en el exterior (en la parte superior e inferior del dieléctrico). Las striplines, por su arreglo balanceado conforman la mayor parte de los campos dentro del dieléctrico (forma TEM).

Las líneas microstrip aparecen al poco tiempo de la aparición de las striplines, presentando como modificación respecto a éstas, la retirada de la parte superior del sustrato y del plano de masa, dejando la línea conductora situada en la parte superior del dieléctrico.

A pesar de la proximidad temporal en la aparición de ambas tecnologías, las líneas microstrip tardaron algo más en ganar auge, ya que estas estructuras al ser muy abiertas presentan amplias pérdidas por radiación y especialmente si utilizan sustratos de baja permitividad.

Este tipo de antenas de parche consisten en una capa metálica dispuesta sobre un sustrato dieléctrico colocado encima de un plano metálico tal y como podemos observar en la siguiente figura:

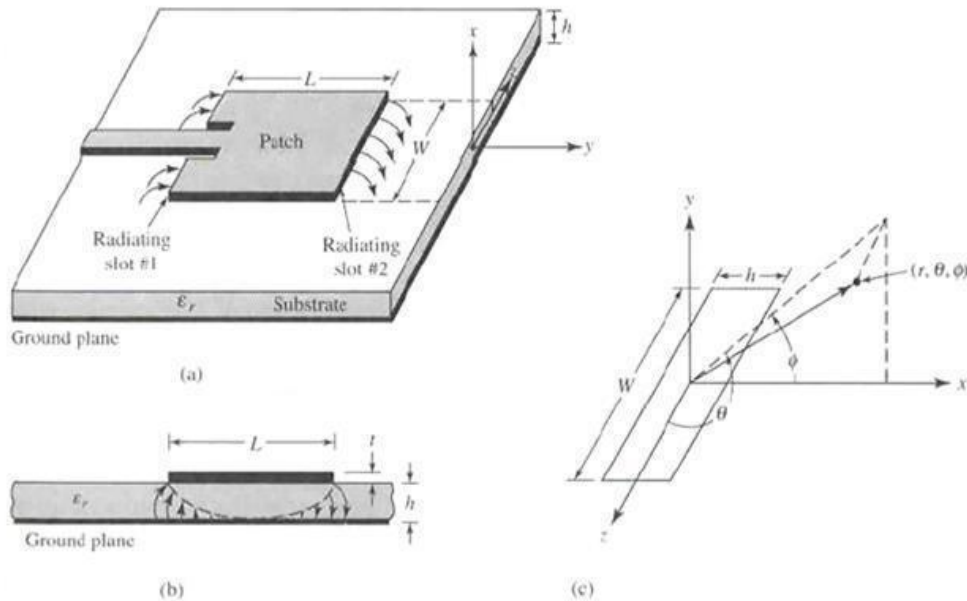


Figura 2.1.: Antena microstrip y sistema de coordenadas

Poseen una placa conductora de largo L , ancho W y grosor t . La metalización, se sitúa en la parte superior del sustrato dieléctrico, el cual tiene un ancho h . En la parte inferior del sustrato dieléctrico encontramos un plano referenciado a tierra

Otra tecnología en auge para las líneas de microondas son los llamados MIMIC,s (Monolithic Microwave Integrated Circuits), que consisten en la deposición de circuitos planos directamente encima de un circuito semiconductor, con la intención de llevar a cabo circuitos completamente integrados.

Las antenas de parche ofrecen la ventaja de permitir una fácil y natural integración con estos circuitos, favoreciendo el desarrollo de dispositivos integrados.

2.1.2 Principales características y aplicaciones.

Estas antenas presentan algunas características que las hacen ser una alternativa ventajosa en diversas aplicaciones. Entre ellas encontramos:

- Diseño simple.
- Fabricación sencilla y barata.
- Tendencia a la miniaturización permitiendo lograr dispositivos cada vez más pequeños.
- Capacidad de integración con modernos circuitos impresos de microondas.

- Robustez mecánica.
- Versatilidad en términos de selección de la frecuencia de resonancia, polarización, diagrama de radiación e impedancia de entrada, mediante la adecuada selección del modo principal de propagación y de la forma del parche.
- Capacidad para adaptarse a superficies tanto planas como curvas, esta característica es especialmente importante para el diseño de antenas textiles.

Entre los inconvenientes del uso de este tipo de antenas podemos enumerar:

- Baja potencia de radiación (por su estructura no soportan altas potencias en los componentes de una antena microstrip).
- Considerables pérdidas, fácilmente afectadas por el factor térmico, sobre todo si trabajan con sustratos flexibles.
- Ancho de banda limitado.
- Pobre comportamiento para el barrido de frecuencias (scanning).
- Presencia de radiación espúrea por efectos de borde.

Existen numerosas técnicas para mejorar muchas de las características presentes de este tipo de antenas. Así por ejemplo, si deseamos conseguir una mayor eficiencia y mejorar las prestaciones en cuanto a ancho de banda, podemos utilizar un sustrato de altura ligeramente superior.

Sin embargo, este tipo de mejora viene acompañada de efectos perniciosos, como es la generación de ondas de superficie (explicadas en detalle más adelante). Este tipo de ondas viajan dentro del sustrato y se dispersan en las discontinuidades (por ejemplo al doblar el dieléctrico o el plano de masa), degradando las características de polarización y sustrayendo parte de la potencia útil generada en la radiación directa.

Dependiendo pues de las aplicaciones deseadas para la antena, las características de la altura del sustrato y de la permitividad eléctrica serán distintas.

Este tipo de antena es particularmente interesante para aplicaciones en las que el tamaño, coste, peso, comportamiento en frecuencia y facilidad de instalación sean los factores críticos.

Su uso tiene gran auge en algunos campos como son: aeronáutica, aviación, satélites, aplicaciones militares, comunicaciones móviles e inalámbricas entre otros.

Algunas de sus aplicaciones más frecuentes son:

- Antenas de exploración radar en aviones.
- Sistemas GPS.
- Telefonía móvil.
- Comunicaciones móviles por satélite.
- Aplicadores de calor en medicina.
- Comunicaciones wireless.
- Antenas embarcadas en misiles.

- Altimetros radar en aviones.

Puesto que el diseño de antenas y de líneas de transmisión requiere de características opuestas, no podremos diseñar un circuito óptimo para ambas aplicaciones.

Desde que las antenas microstrip están siendo a menudo integradas con circuitos de microondas, se ha conseguido un compromiso entre el comportamiento del diseño del circuito y la obtención de un buen comportamiento de la antena.

2.1.3 Criterios de diseño y principales métodos de alimentación empleados.

El diseño de una antena microstrip presenta ciertas características:

- a) El grosor de la tira conductora t debe ser muy pequeño comparado con la longitud de onda en espacio libre ($t \ll \lambda_0$).
- b) El ancho del sustrato debe ser una pequeña fracción de la longitud de onda ($h \ll \lambda_0$).
- c) La longitud L del elemento suele estar comprendida: $\left(\frac{\lambda_0}{3} \leq L \leq \frac{\lambda_0}{2} \right)$.
- d) Hay numerosos sustratos que pueden utilizarse para el diseño de antenas microstrip y sus constantes de permitividad eléctrica estarán comprendidas en el rango de valores ($1 \leq \epsilon_r \leq 12$). Se buscará siempre aquella permitividad que consiga una eficiencia máxima de la antena.
- e) El diseño se completa seleccionando adecuadamente el modo de excitación que determinará la configuración de campos.

El parche se diseña de manera que el máximo de radiación sea perpendicular al parche (radiación broadside). Además, permiten obtener distintas polarizaciones y propiedades de scanning mediante el uso de varios elementos microstrip en configuración de array.

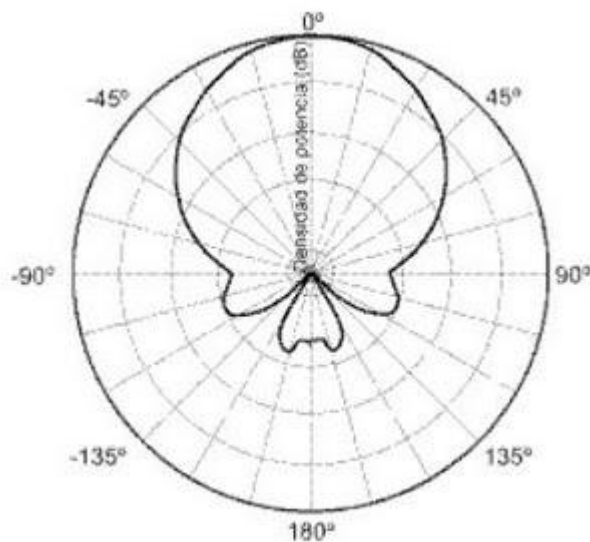


Figura 2.2: Diagrama de radiación típico de una antena microstrip

Las posibles geometrías que podemos encontrar para la metalización, dependiendo de los requerimientos específicos para los cuales se construya la antena son: dipolo, cuadrado, rectangular, circular, triangular, sector circular, anillo circular, elíptico, sector de anillo, entre otros.

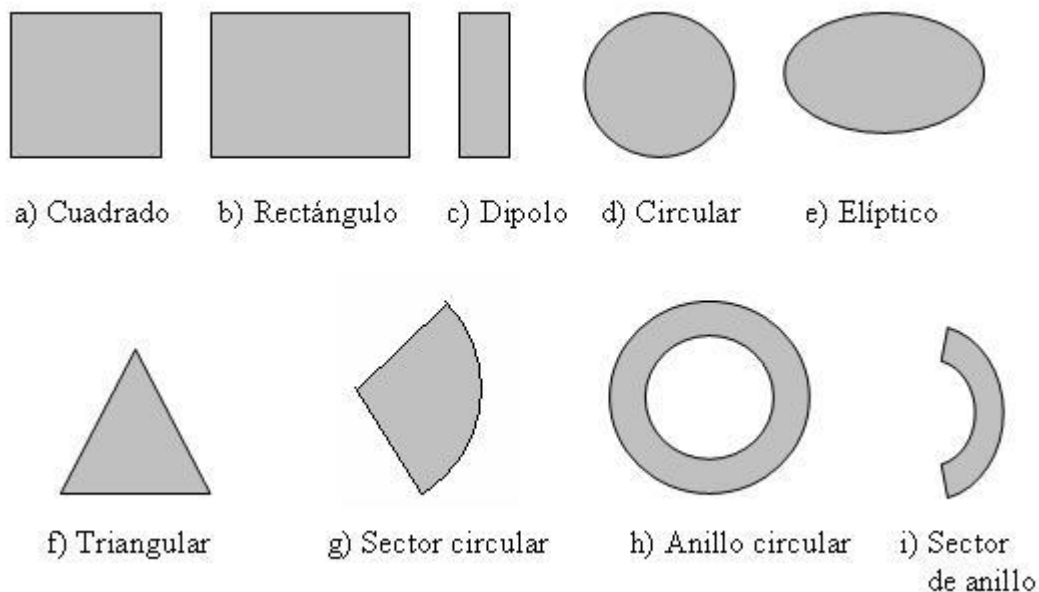


Figura 2.3: Formas más habituales de los parches microstrip

Uno de los aspectos esenciales para el buen funcionamiento de una antena es el esquema de alimentación que vayamos a emplear. Existen diversos métodos para alimentar este tipo de

antenas de manera que radie de una forma eficiente. Esto se conseguirá mediante un correcto acoplamiento de impedancias en el ancho de banda de trabajo deseado.

Los métodos principales para alimentar este tipo de antenas los podemos clasificar en:

- Alimentación por contacto (línea microstrip o cable coaxial).
- Alimentación por proximidad.
- Alimentación por apertura.

Veamos a continuación una descripción de dichos métodos:

a.1) Método de alimentación directa mediante línea microstrip.

Estos métodos requieren de un contacto directo entre la estructura de alimentación y la antena. El problema general que presenta este tipo de alimentación, reside en que al trabajar sobre un mismo sustrato, no se podrán optimizar de manera independiente el esquema de alimentación y el diseño de la antena. Se buscará, por lo tanto, un compromiso entre las características de radiación perseguidas y las características de alimentación esperadas.

Si elegimos la opción de una línea microstrip (línea conductora diseñada para tener la impedancia característica deseada), encontraremos que es el esquema de alimentación más sencillo, sin embargo también es el que peor eficiencia y relación de ancho de banda consigue al presentar mayor nivel de radiación espúrea y de polarización cruzada.

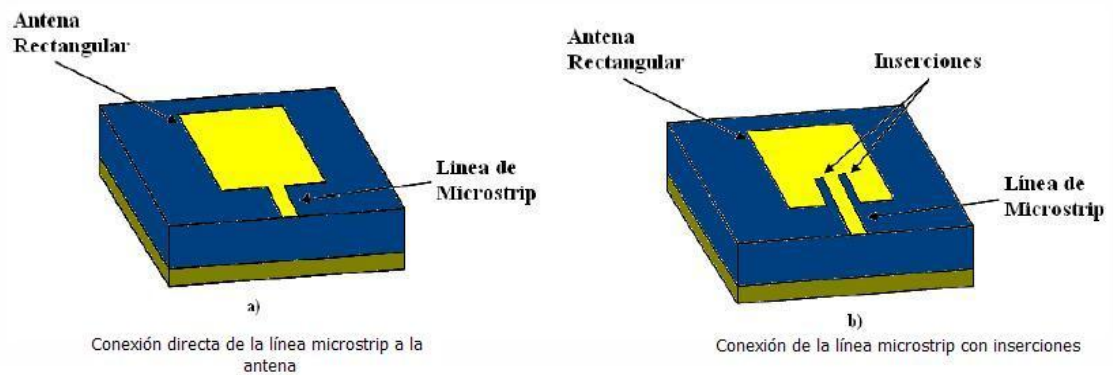


Figura 2.4: Alimentación directa mediante línea microstrip

Esto es así porque a medida que aumenta el espesor del sustrato, aumenta la presencia de ondas de superficie incrementando el nivel de radiación espúrea y limitando el ancho de banda.

a.2) Alimentación directa mediante sonda coaxial.

En este tipo de alimentación se colocará el conductor interno que presenta el cable coaxial en contacto con el parche, y al mismo tiempo el conductor externo estará conectado con el plano de masa. En este caso la impedancia dependerá de la posición de la sonda en relación con el elemento radiante, por lo que éste será el parámetro que modificaremos hasta conseguir una adecuada adaptación de impedancias.

Este método, es uno de los más utilizados por su bajo nivel de radiación espúrea, y su fácil adaptación, sin embargo presenta cierta complejidad al necesitar perforar el sustrato para conectar el conductor interno con la antena.

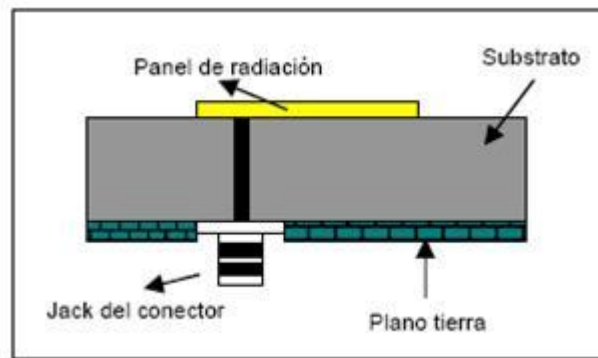


Figura 2.5: Alimentación de antena microstrip mediante cable coaxial

a.3) Alimentación por proximidad

En esta forma de alimentación, no existe contacto alguno con el elemento radiante, sino que nos valdremos del acoplamiento electromagnético.

Este método es el más complejo de todos y presenta una radiación de espúreos moderada.

La estructura que utilizaremos en este caso, estará formada por dos sustratos, separados mediante una tira metalizada. Este diseño permite la optimización de forma independiente del mecanismo de alimentación y del elemento radiante.

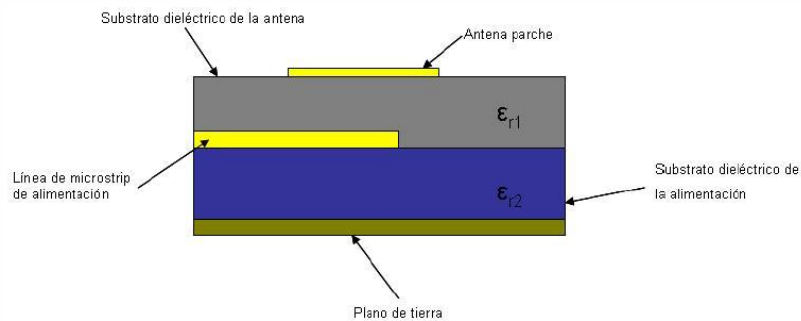


Figura 2.6: Alimentación de una antena microstrip mediante proximidad

En este diseño los parámetros que modificaremos para conseguir una adecuada adaptación serán:

- La anchura de la línea de alimentación
- El longitud de la línea de alimentación
- La posición relativa de la misma respecto al elemento radiante.

a.4) Alimentación por apertura

El método de alimentación por apertura es similar al método de alimentación por aproximación. También utiliza dos sustratos dieléctricos, uno para el elemento radiante y otro para la alimentación de éste.

En este tipo de diseño se tiene el elemento radiante sobre un sustrato dieléctrico y un plano de masa compartido. En contacto con este plano de masa tenemos otro sustrato dieléctrico (de la alimentación) y una línea de alimentación en la parte inferior de toda la estructura cómo podemos observar en la siguiente imagen:

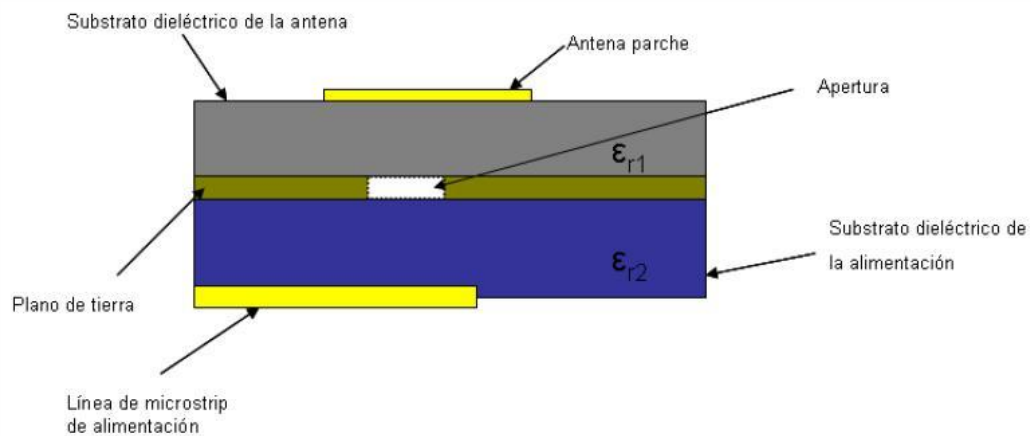


Figura 2.7: Alimentación de una antena microstrip mediante apertura

El plano de tierra presenta una apertura cuyas dimensiones y posición influyen en el acoplamiento.

En este esquema, al estar la línea de alimentación en la parte inferior y separada de la antena por el plano de tierra, la radiación de ésta es mínima en la dirección de radiación de la antena con lo que evitamos interferencias y la existencia de polarizaciones cruzadas.

2.1.4 Análisis del parche rectangular

Existen una gran variedad de métodos para el análisis de este tipo de antenas, presentando cada uno de ellos una complejidad y precisión en los resultados distinta. De esta manera seleccionaremos aquel que mejor se adapte a nuestras necesidades.

Para realizar el estudio del parche rectangular, utilizaremos el método de líneas de transmisión que considera la antena microstrip de tipo parche rectangular como un array de dos ranuras radiantes, cada una de las cuales presenta una anchura W (ancho de la antena), una altura h (altura del sustrato) y una distancia L (longitud de la antena). Estas ranuras, las consideramos separadas mediante una línea de transmisión de baja impedancia.

Para el estudio de esta configuración de antena microstrip tendremos que analizar los siguientes factores:

a) **Efectos de borde (fringing effects):**

Estos efectos se producen debido a que las dimensiones del parche son finitas, por lo que aparecen en los dos slot radiantes, los efectos que se observan en la figura 1 a) y b) que son los denominados efectos de borde.

La medida en que este efecto aparece, depende esencialmente de las dimensiones del parche y de la altura del sustrato.

Para el plano E (plano XY en la figura 1 referenciada), los efectos de borde son función del cociente $\frac{L}{h}$ y de la permitividad eléctrica del sustrato ϵ_r . Si $\frac{L}{h} \gg 1$ los efectos de borde se reducirán considerablemente, sin embargo se deberá tener en cuenta que esto afecta a la frecuencia de resonancia de la antena.

La mayor parte de las líneas de campo eléctrico están contenidas en el sustrato y otra pequeña parte en el aire, por lo que introduciremos una ϵ_{reff} que nos permita tener en cuenta los efectos de borde en la propagación de las ondas por la línea. Una vez introducida esta nueva constante dieléctrica efectiva asumiremos que la línea microstrip, con sus dimensiones originales y altura sobre el plano de masa, se encuentra inmersa en un único conductor. Para una línea microstrip en contacto con el aire sobre el sustrato la ϵ_{reff} se encontrará en el rango $1 < \epsilon_{\text{reff}} < \epsilon_r$.

Para la mayor parte de aplicaciones, en las que la constante dieléctrica del sustrato será mucho mayor que la unidad, el valor de ϵ_{reff} estará próximo al valor de la actual constante del dieléctrico ϵ_r del sustrato.

La ϵ_{reff} también es función de la frecuencia. A medida que la frecuencia de trabajo aumenta, la mayor parte de las líneas de campo se concentran en el sustrato y el comportamiento de la línea

microstrip empieza a asemejarse más al de una línea homogénea con un único dieléctrico (sólo el sustrato), de manera que ϵ_{reff} empieza a aproximarse a ϵ_r .

Generalmente para bajas frecuencias ϵ_{reff} es constante, para frecuencias intermedias el valor empieza a ser monótonamente creciente hasta llegar a aproximarse lentamente a la constante dieléctrica del sustrato.

El valor inicial para ϵ_{reff} , para bajas frecuencias viene dado por la expresión:

$$\frac{W}{h} < 1$$
$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}$$

b) Longitud anchura efectiva y frecuencia de resonancia.

Debido a los efectos de borde anteriormente mencionados, desde el punto de vista eléctrico, el parche parece de dimensiones superiores a las que realmente tiene. Este efecto lo podemos observar en la siguiente figura:

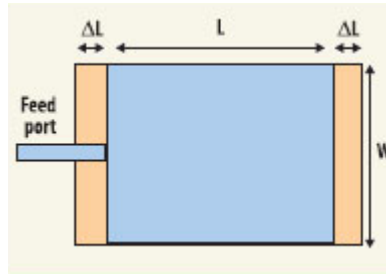


Figura 2.8: Dimensiones físicas y efectivas de un parche microstrip

Para el plano principal, las dimensiones se han visto incrementadas en una longitud ΔL , que es función de ϵ_{reff} y del cociente $\frac{W}{h}$. La extensión normalizada de la longitud generada por los efectos de borde viene dada por la expresión:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \cdot \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)}$$

Al verse modificada la longitud física del parche en $2 \Delta L$, también se modifica la longitud efectiva del mismo y por lo tanto la frecuencia de resonancia para el modo de propagación dominante TM_{010} , cuyos valores ahora resultan ser:

$$L_{eff} = L + 2 \cdot \Delta L$$
$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2 \cdot L \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}}$$

c) Reglas de diseño de parches.

A la hora de diseñar un parche, deberemos conocer la frecuencia de resonancia a la que queremos que trabaje, la constante dieléctrica del sustrato que vamos a emplear y el espesor de éste.

Con estos parámetros de diseño trataremos de calcular las dimensiones del parche que hagan que, con el material seleccionado y para la frecuencia deseada, obtengamos un comportamiento adecuado del parche.

La anchura del parche la determinaremos mediante la expresión:

$$W = \frac{1}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2 \cdot f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

A continuación calcularemos la constante dieléctrica efectiva mediante la ecuación:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}$$

Una vez calculada W , calcularemos ΔL mediante la expresión:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \cdot \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)}$$

Por último, el parche quedará totalmente determinado mediante el cálculo de L :

$$L = \frac{1}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} - 2 \cdot \Delta L$$

2.2 Introducción a las tecnologías textiles

2.2.1 Principales parámetros de diseño en tecnologías textiles

Las antenas textiles suponen una nueva revolución en las comunicaciones. Posibilitan una serie de aplicaciones que están mejorando nuestra calidad de vida mediante la integración de electrónica en diversos materiales textiles.

El empleo de antenas textiles está experimentando un notable desarrollo, debido principalmente a la miniaturización de los dispositivos inalámbricos. Éstas, son pensadas y diseñadas para ser integradas en una prenda de vestir que vayamos a llevar puesta.

Por ejemplo, dentro de la nueva generación de prendas, existe la posibilidad de diseñar dispositivos capaces de hacer un seguimiento de las señales vitales de la persona que las porta y de comunicar estos datos mediante un enlace inalámbrico, a una estación base o a otra antena receptora del mismo tipo colocada en otra prenda.

Este tipo de antenas nos proporcionarán funcionalidades muy variadas entre las que más podemos encontrar:

- Ayudas para la navegación.
- Conocimiento de la ubicación del portador (posicionamiento).
- Opciones para informática móvil.
- Ayudas para los cuerpos de seguridad pública: policía, bomberos...
- Aplicaciones militares.
- Aplicaciones médicas como control de salud en ancianos.
- Labores de rescate.
- Seguimiento de atletas.

En los últimos años, la comunicación inalámbrica basada en antenas portadas en el propio cuerpo, ha adquirido especial relevancia en una importante parte de servicios de la cuarta generación de móviles.

Para dar soporte al creciente interés que suscita este tipo de antenas, el estándar IEEE 802.15, pretende reglar aplicaciones relacionadas con comunicaciones que se realizan a través de antenas que portamos en nuestras vestimentas.

Estos sistemas cobran especial importancia en el desarrollo de las denominadas PAN's (Personal Area Network) y de las BAN's (Body Area Network). Entre las principales aplicaciones encontraremos: creación de un enlace inalámbrico entre dispositivos incorporados en prendas de distintos usuarios (on-body communication), generación de una conexión entre estos dispositivos y una estación base fija o móvil que se encuentre en el entorno (off-body communication) o comunicación, en el ámbito médico, entre transmisores inalámbricos implantados en el cuerpo (in-body communications).

Su capacidad para ser integradas en prendas de vestir, permitirá dotar a los uniformes de una mayor protección, al poder monitorizar al usuario. Esto será especialmente práctico para algunas profesiones en las que el nivel de riesgos asumido es alto. No sólo permiten incrementar la capacidad de protección de las prendas, sino también equipar a las mismas con sistemas de comunicación y seguimiento.

Las antenas textiles desempeñan pues un papel esencial en las tendencias de desarrollo para nuevos sistemas que incrementen la seguridad y eficiencia de los ejércitos. Mediante un enlace de información, permiten mantener una red de vigilancia local entre los soldados y el resto de unidades empleadas por los gobiernos en labores humanitarias y de defensa como vehículos blindados o vehículos aéreos no tripulados.

Actualmente existe el proyecto integrado Europeo PROETEX, volcado en el desarrollo de diversos sistemas textiles en prendas, para dar soporte al trabajo de los servicios de emergencia y bomberos. Especialmente se emplearán cuando se requiera la atención de víctimas en catástrofes de grandes dimensiones, de manera que se puedan comunicar, a una estación base próxima, la salud de los afectados así como los posibles riesgos aún presentes en el entorno.

Es por esto que muchas de estas antenas serán diseñadas para trabajar en la banda de frecuencias ISM (Industrial, Scientific and Medical), a la frecuencia de 2,4-2,483 GHz.

A la hora de intentar garantizar que un diseño de antena textil funcione adecuadamente para aquella tarea para la que fue inicialmente pensada, deberemos tener en cuenta ciertos parámetros extra que no tenemos en consideración cuando se trata de una antena convencional. Veamos los principales:

a) Tipo de polarización requerida

A la hora de diseñar una antena textil deberemos tener en cuenta que, puesto que se coloca adherida a la tela de una prenda y esta prenda es empleada por un usuario móvil, deberemos garantizar que el funcionamiento de la antena siga siendo fiable en estas condiciones.

Para ello será especialmente interesante utilizar antenas con polarización circular, ya que las ondas radiadas por este tipo de antenas contienen energía en el plano vertical, en el plano horizontal y en todos los planos contenidos entre éstos, de manera que aunque varíe la orientación del cuerpo de la persona que lleva la antena textil colocada en su ropa, seguiremos siendo capaces de recibir señal.

Se han desarrollado prototipos de antenas textiles de parche, en los que se consigue obtener una polarización circular mediante una adecuada posición del punto de alimentación, de manera que se exciten los dos modos ortogonales TM₀₁ y TM₁₀.

b) Tipo de materiales para su fabricación

En el caso de las antenas textiles parece claro que, puesto que van integradas en prendas, será necesario realizar un estudio de las características de los materiales que vamos a emplear. La selección del material textil supone un punto crucial para el buen funcionamiento del sistema diseñado.

Los materiales electro-textiles son materiales conductores que se consiguen intercalando metales conductores con tejidos normales. Debemos conseguir que estos tejidos sean duraderos, y lo suficientemente flexibles para que se puedan deformar con facilidad para adaptar su forma a la de la prenda en la que irá integrada.

Se han realizado varios prototipos en los cuales se han empleado distintos materiales para su fabricación, con unas características variadas según el caso. Será especialmente importante la selección del material para conseguir un diseño robusto y adecuado.

Por ejemplo, si deseamos realizar una antena textil que pueda ir integrada en trajes ignífugos para aplicaciones de extinción de incendios, necesitaremos materiales que sean resistentes al fuego. En los prototipos realizados actualmente para este tipo de aplicaciones, se suelen utilizar materiales conductores sobre tela de nylon de alta conductividad como pueden ser el níquel, la plata, o el cobre, que además proporcionen una resistencia baja $\leq 0.03 \frac{\Omega}{m^2}$ y una buena protección frente a ambientes especialmente corrosivos.

Se suele realizar en la medida de lo posible, un estudio pormenorizado de las propiedades electromagnéticas del material que vayamos a emplear, centrándonos en características tan esenciales como son la permitividad o la tangente de pérdidas.

Entre los materiales textiles conductores empleados encontramos el Flectron, el Zelt y el poliéster o el tafetán con tiras de cobre puro. Estos materiales son algunos de los más utilizados como elementos radiantes. Entre los materiales textiles no conductores que más frecuentemente emplearemos como dieléctricos en estos diseños encontraremos seda, fieltro o lana.

Las propiedades electromagnéticas de estos materiales que necesitamos conocer, las obtenemos generalmente mediante estudios de transmisión / reflexión mediante el empleo de guías de onda. Se realiza la caracterización experimental mediante la medida de los parámetros S utilizando dos líneas microstrip de distinta longitud l₁ y l₂ que se elegirán lo suficientemente grandes para minimizar los errores en las bajas frecuencias.

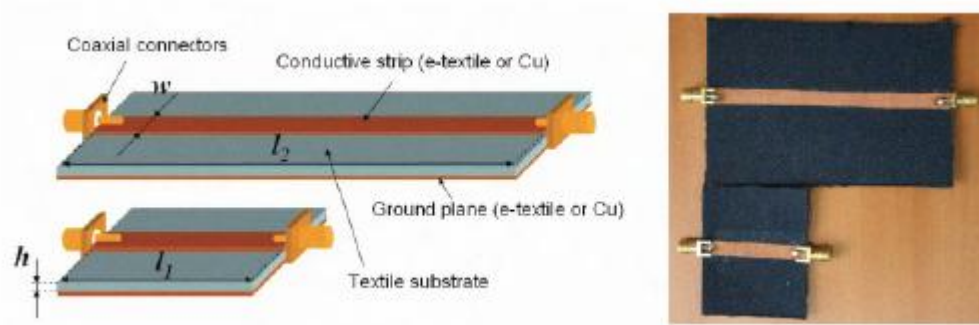


Figura 2.9: Sistema de caracterización de propiedades electromagnéticas, concretamente se obtiene información de pérdidas.

Las líneas microstrip deberán tener el mismo material conductor que las antenas. Las pérdidas introducidas por las líneas conductoras deberán ser tenidas en cuenta a la hora de extraer conclusiones sobre la atenuación. Normalmente se usará una tira de cobre como línea conductora y puesto que consideraremos que ésta tiene bajas pérdidas, podremos considerar, sin equivocarnos excesivamente que la mayor parte de pérdidas medidas pueden ser atribuidas al dieléctrico.

c) Otras características requeridas

Otros detalles principales a tener en cuenta en la fabricación de este tipo de antenas es que contamos con numerosas restricciones para dar soporte a las aplicaciones modernas como son:

- Estructura ligera.
- Bajo coste.
- Sin necesidad de instalación.
- Mantenimiento fácil y cómodo.

Estos factores pueden resultar significativamente restrictivos a la hora de que afrontar con éxito un diseño.

Para seleccionar la antena que vamos a emplear para una determinada aplicación, deberemos considerar el rango de frecuencias de operación, el tipo de cobertura deseada (haz directivo, omnidireccional en acimut, omnidireccional en elevación), bajas pérdidas de retorno, polarización deseada (lineal, circular...). Por ejemplo, en diseños para aplicaciones móviles mediante antenas textiles los más adecuados serán diagramas omnidireccionales, en los que será especialmente importante reducir al máximo los lóbulos laterales y la radiación trasera que incidiría en la persona sobre la que está colocada.

En las investigaciones más recientes sobre antenas textiles los modelos de antenas más utilizados son dipolos, monopolos, PIFA's (Planar Invertid "F" Antenas) y antenas de tipo parche microstrip principalmente.

- Las antenas PIFA's: se asemejan a una configuración de monopolo $\frac{\lambda}{4}$ cuya estructura es paralela al plano de masa cómo podemos observar en la imagen:

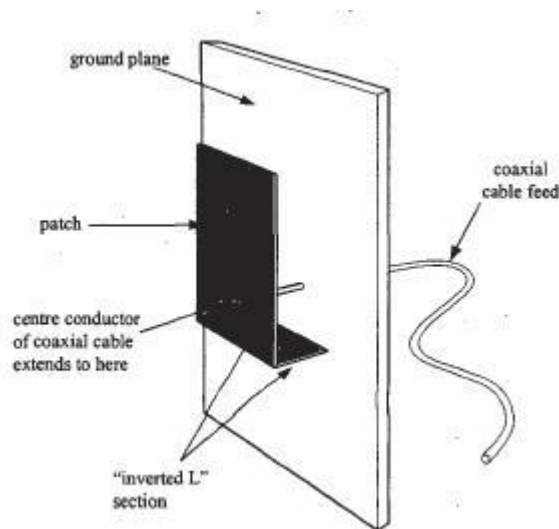


Figura 2.10: Estructura de una antena PIFA's (Planar Invertid "F" Antenas)

El plano de masa en las antenas textiles ayuda a limitar en gran parte la radiación que recibe la persona que la tiene colocada. A continuación mostramos el efecto provocado por el plano de masa, en el haz principal radiado por la antena cuando lo colocamos próximo al cuerpo.

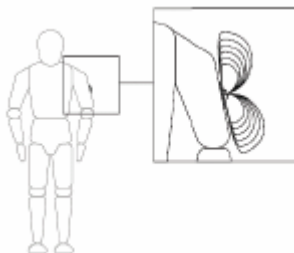


Figura 2.11: Efecto del plano de masa sobre la radiación de la antena

Como podemos observar, el plano de masa provoca que no exista apenas radiación dirigida hacia la persona portadora de la antena, lo cual es imprescindible en este tipo de sistemas.

- Otro tipo de configuración en antenas textiles, basado en parches microstrip y que también ha sido estudiado e implementado para aplicaciones de redes locales de vigilancia, son las antenas EBG (electromagnetic bandgap EBG). Su estructura responde al siguiente esquema:

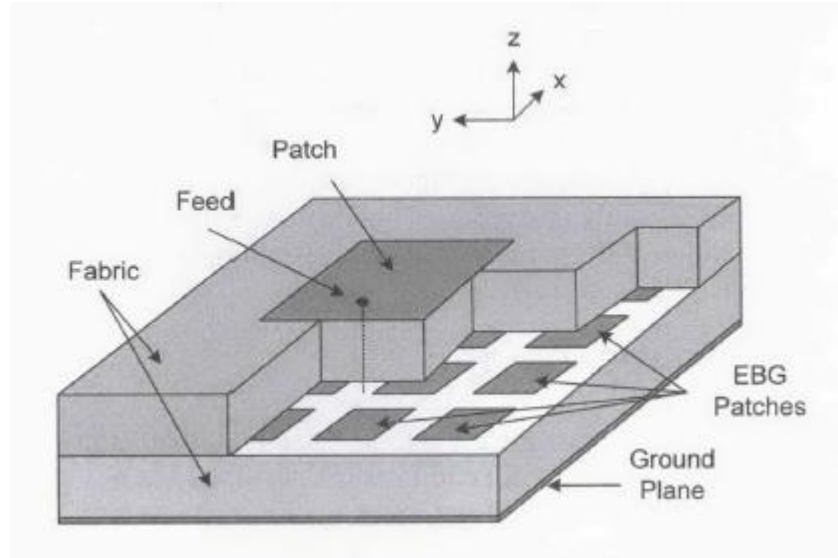


Figura 2.12: Antena textil con parches EBG

Las antenas textiles EBG son antenas de 2 capas que por ejemplo pueden ser empleadas para aplicaciones WLAN. Se construyen mediante la colocación de varios parches EBG, situados en la parte superior de un dieléctrico y separados una distancia entre sí muy pequeña en comparación con la dimensión lateral del parche.

Por encima de los parches EBG va colocado otra capa de dieléctrico y sobre ésta irá colocado el parche principal de radiación.

En uno de los prototipos realizados mas recientemente, se emplearon dieléctricos de 4 mm. de espesor y el material empleado para tal fin fue tela de fieltro con $\epsilon_r = 1,1$.

La principal diferencia con los parches convencionales empleados como antenas textiles, reside en que aunque tienen la misma estructura, el parche convencional no utiliza parches EBG y en contraprestación se incrementará el tamaño principal del parche unos cuantos milímetros, en ambas dimensiones.

En este contexto, la idea de parche EBG resulta especialmente interesante, ya que los parches incrustados pueden considerarse como un material textil artificial y gran parte del área de este tipo de antenas queda inmerso dentro de las prendas.

- Otra posible variación de antena textil de tipo parche, que nos permite conseguir un funcionamiento en doble banda (dual-band antenna), a partir de un modelado en forma de U, presenta la siguiente estructura:

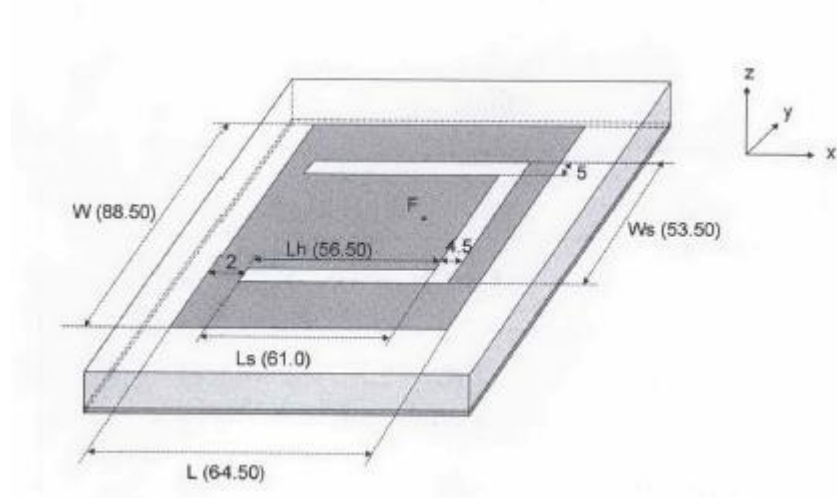


Figura 2.13: Antena microstrip de doble banda en configuración de U

Este diseño responde a uno de los prototipos realizados en la literatura, para el que se seleccionó una superficie de felpa de 3,5 mm. de espesor. La permitividad del sustrato utilizado es $\epsilon_r = 1,1$. La superficie conductora es de cobre con un espesor de 0.075 mm.

En este tipo de estructura encontraremos dos parámetros críticos para el correcto funcionamiento del diseño: la longitud del plano de masa y la longitud del slot en forma de U que determinarán la frecuencias de resonancias superior e inferior.

Cuando diseñamos una antena convencional, el método de alimentación empleado se escogerá persiguiendo algunos objetivos: un amplio ancho de banda, bajas pérdidas de retorno o baja radiación parásita. Sin embargo, para el caso de antenas textiles, habrá que considerar también otros aspectos que cobran ahora relevancia entre los que encontramos principalmente, que no dificulten la movilidad del usuario o que no presenten una estructura de alimentación rígida.

La mayor parte de los prototipos diseñados consisten en una simple capa y que muy a menudo estará alimentada mediante un cable coaxial que se empleará para conectar la antena con el transceptor. Sin embargo, este tipo de alimentación es rígida y puede molestar a la persona que lleva la antena.

Para alimentar la antena se utiliza en muchas ocasiones, conectores SMA de impedancia característica de 50Ω que generalmente están fabricados en PCB.

Encontramos también las antenas ACPA (Aperture-Coupled Match Antenna), este tipo de antenas pueden ser íntegramente realizadas en materiales textiles y son una variación de las antenas de parche en las que la alimentación se realiza por acoplo a través de la ranura.

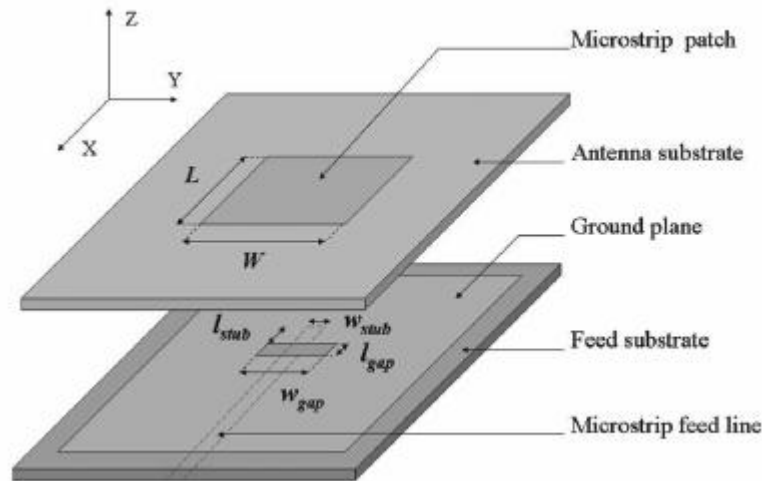


Figura 2.14: Antena ACPA (Apertura-Coupled Patch Antenna)

Este fue el primer modelo de antena multicapa completamente fabricado en materiales textiles (Artículo del IEEE Aperture-Coupled Patch Antenna for Integration Into Wearable Textile Systems). Consiste en dos capas paralelas de sustrato separadas por un plano de masa. La antena de parche está colocada sobre el sustrato y la línea de alimentación microstrip aparece adherida a la base del sustrato de alimentación.

2.2.2 Métodos de fabricación y principales materiales empleados

Las técnicas empleadas para la fabricación de antenas textiles, estarán parcialmente determinadas por el material seleccionado para la fabricación de la misma, así como por los costes globales a los que se desee hacer frente.

Diferentes materiales requieren de distintos métodos de fabricación.

El empleo de una cubierta de cobre, es el método de fabricación más elemental y que no requiere ningún tipo de proceso añadido, ya que puede ir directamente colocado sobre el sustrato. Esta técnica puede presentar una variante frecuentemente empleada, en la que la cubierta irá adherida a una tela de fieltro que emplearemos como sustrato.

Una técnica más flexible, que en determinadas ocasiones podemos emplear en la fabricación de antenas textiles, consiste en emplear una mezcla de gases a presión y cobre que se combinan para obtener una capa conductora.

Estos tres métodos los vemos reflejados en la siguiente figura:

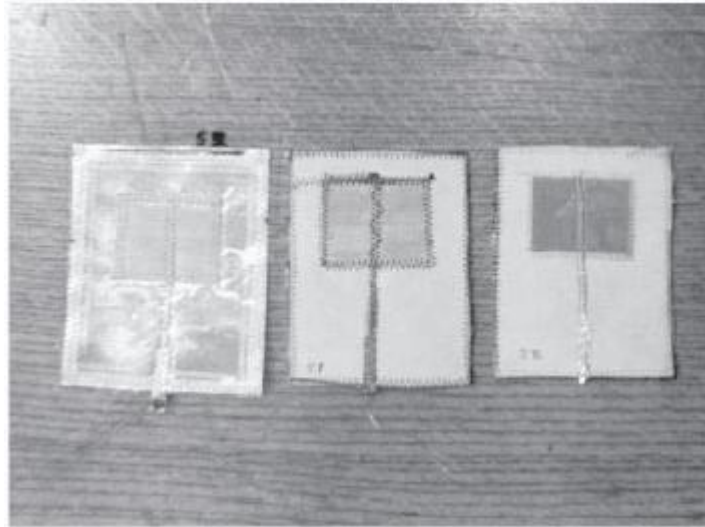


Figura 2.15: *Métodos de alimentación de antenas textiles tipo microstrip*

Una vez concluido el proceso de fabricación, algunas de las medidas necesarias para caracterizar la antena serán: pérdidas de retorno, diagrama de radiación, ganancia, eficiencia. Además en el caso de las antenas textiles, añadiremos un estudio extra a realizar ya que frente a una antena convencional, las antenas textiles van adheridas a un material deformable, por lo que para su caracterización completa necesitaremos realizar un estudio sobre su comportamiento cuando se dobla.

Por supuesto no olvidaremos nunca realizar medidas sobre el nivel de radiación trasera y sobre el nivel de lóbulos laterales que pueda presentar, al ser este un aspecto indispensable. Puesto que serán individuos los portadores de las mismas, se debe considerar si puede influir dicha radiación de manera perjudicial en la salud de los usuarios.

En lo referente a los efectos que la radiación de las antenas textiles pueda causar en la salud humana, existen ciertos requerimientos legales en lo referente a la cantidad de radiación que puede ser absorbida por el cuerpo humano. A este respecto se definió el SAR (radio de absorción específico). En la práctica se emplean como valores de SAR dos principalmente, el definido por el IEEE que es de $1,6 \frac{W}{Kg}$ por cada gramo de tejido, y el ICNIRP (Internacional

comisión on Non-Ionizing Radiation Protection) que es de $2 \frac{W}{Kg}$ por cada 10 gramos de tejido.

El esquema a seguir para la fabricación de una antena textil será:

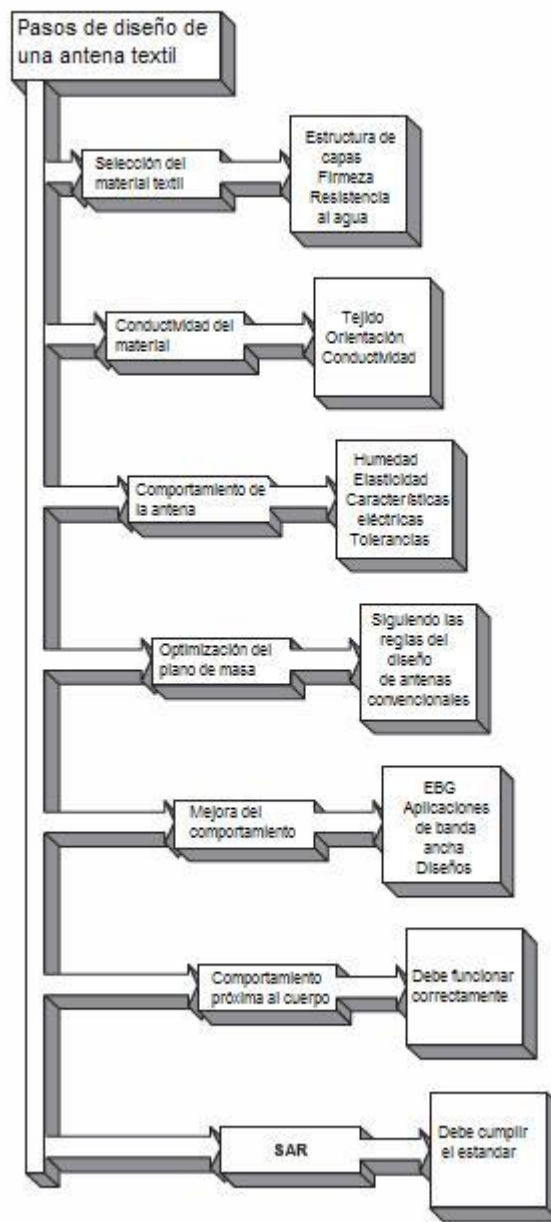


Figura 2.16: Esquema de pasos a seguir en el diseño de una antena textil (IEEE Xplore *Wearable and implementable antennas in body-centric communications*)

2.2.3 Características particulares de funcionamiento

Para garantizar la fiabilidad del funcionamiento de este tipo de antena para una aplicación concreta, se deberán realizar simulaciones que reproduzcan las condiciones bajo las que funcionará ésta. Una de las más relevantes será la curvatura de la antena.

En los estudios actualmente disponibles y que podemos consultar en revistas de investigación, se conforma la antena sobre cilindros de diámetros comprendidos entre 70 y 150 milímetros, para simular los efectos de doblado que experimenta la antena cuando está colocada adheridas a un brazo, una pierna o un hombro. Las medidas experimentales se realizarán doblando la antena sobre sus dos planos principales, XZ (Plano E) e YZ (Plano H), considerando el sistema de coordenadas de la figura 11 anteriormente expuesto.

Los parámetros más relevantes sometidos a estudio, están relacionados con las fluctuaciones que sufren tanto la frecuencia de resonancia como el ancho de banda en el que la antena está adaptada.

En general, las conclusiones extraídas respecto a este tema en algunos artículos de investigación, en los que se conforman parches alimentados por contacto directo, advierten que cuando doblamos la antena, se produce un desplazamiento de la frecuencia de resonancia y el ancho de banda en el que la antena está adaptada se verá ligeramente reducido. Estos dos efectos se darán con independencia de la dirección en la que doblemos la antena.

Cuando doblamos la antena sobre el plano YZ, el efecto es menor que el generado al doblarla sobre el plano XZ. Esto es así porque cuando doblamos la antena en XZ, el efecto recae sobre la componente que determina la longitud de resonancia de la antena.

Otro de los efectos interesantes que pueden derivarse del curvado de la antena, consistirá en la destrucción de las características de polarización para las que fue diseñada la antena.

Si nosotros consideramos una antena diseñada para aplicaciones que requieran de polarización lineal, como por ejemplo la empleada para un GPS, si doblamos la antena, puede ser que estemos destruyendo dichas características de polarización.

Esto sucede a menudo con las antenas de parche que a menudo emplean estructuras donde las dos dimensiones de la antena están en resonancia con un desfase de $\pm 90^\circ$. Una posible solución para este efecto sería diseñar la antena con polarización elíptica, ya que de esta manera, cuando doblemos la antena sobre su dimensión mayor podremos conseguir polarización circular. Debemos diseñar la antena con una longitud extra que esté relacionada con el radio de doblado al que estará sometida la antena. Será importante en estas circunstancias controlar posibles rotaciones en la posición de la antena.

Además de estas medidas deberemos comprobar también el correcto comportamiento de la antena en presencia del cuerpo humano que la portará. Para ello tomaremos medidas variando las posiciones tanto de colocación de la antena, cómo del cuerpo sobre el que irá colocada.

La posición de la antena variará dependiendo de la aplicación para la que fue diseñada, por lo que podrá ir colocada en un brazo, en una pierna, en la espalda. Por ello, para caracterizar la antena, se realizarán medidas adicionales a la tomada en condiciones de espacio libre, de manera que la antena esté colocada en distintas zonas del cuerpo humano. De estas investigaciones se extrajeron algunas conclusiones interesantes como por ejemplo que la localización más estable para posesionar una antena textil es la espalda ya que es la zona que somete a menores variaciones de orientación a la antena.

Capítulo 3

Análisis y diseño de un parche alimentado por proximidad.

3.1 Diseño del elemento aislado

3.1.1 Justificación de la elección del parche excitado por acoplo por proximidad cómo elemento aislado.

Una vez realizado el estudio de los distintos tipos de antenas de parche y conocido el estado del arte de las tecnologías textiles, parece claro que uno de los tipos de antena que más comúnmente se emplea para realizar diseños de antenas textiles, son precisamente los parches en todas sus variantes. Esto es así porque presentan diversas ventajas, entre las que encontramos:

- a) **Su tamaño:** el volumen de una antena de parche, es relativamente pequeña comparada con otras antenas de uso típico, lo cual la convierte en una antena ideal para ser colocada adherida a una prenda, sin causar molestias a quien la porte.
- b) **Su sencillez de fabricación y su bajo coste:** las antenas microstrip se desarrollan fácilmente usando circuitos impresos estándar por lo que económicamente resultan bastante baratas de fabricar. Además son compatibles con distintas redes de alimentación, haciendo de ellas un modelo muy versátil.
- c) **Su facilidad para ser integrado cómo elemento de un array:** puesto que este tipo de antenas presentan una directividad inferior a los 8 dB, se suelen agrupar a modo de array con la intención de incrementarla.
Además, el coste de implementar un array, no es mucho mayor que el de utilizar un elemento aislado.
- d) **Eficiencia:** los parches son antenas resonantes que suelen presentar una buena eficiencia de radiación, superior a la de las antenas de banda ancha, especialmente si optimizamos su diseño mediante herramientas de simulación.

Por todas estas causas, parece razonable elegir un parche cómo elemento para implementar la antena textil.

En cuanto a la alimentación, podríamos elegir una alimentación por contacto directo mediante una línea microstrip. De esta manera la antena y la excitación quedarían integradas sobre la misma capa, lo cual supone una clara ventaja, especialmente de cara a desarrollar arrays. Sin embargo, el principal problema que presenta este tipo de alimentación, está relacionado con la generación de anchos de banda estrechos, especialmente si utilizamos sustratos de elevada permitividad. Como problema adicional, presenta una alta radiación de espúreos.

También habrá que considerar la alimentación sin contacto (por proximidad o por apertura), ya que puede presentar interesantes ventajas. El mecanismo de acoplo es capacitivo por naturaleza, frente al inductivo asociado a las alimentaciones por contacto directo. Esto hace que los parches alimentados de esta manera tengan un ancho de banda inherentemente superior, especialmente aumentando el espesor del sustrato. Además, una ventaja extra de los parches alimentados por acoplo por proximidad frente a los de apertura, es que el punto de alimentación no es tan importante, ya que son más sencillos de adaptar.

Por todas estas razones vamos a realizar una estructura de antena de parche alimentada por acoplo por proximidad.

3.1.2 Selección de la frecuencia de funcionamiento

Una de las decisiones a tomar antes de comenzar el diseño de la antena es la elección de la frecuencia de funcionamiento deseada, en función de las aplicaciones que deseemos.

En nuestro caso, la antena a fabricar será una antena textil. Este tipo de antenas destinadas a ser portadas en una prenda, serán especialmente útiles en sistemas LAN sin cables basados en el protocolo 802.11. Estos sistemas, hacen un uso exhaustivo de la banda de frecuencias de los 2,4 GHz. El uso de este rango de frecuencias es sencillo de explicar y puede resumirse en que, en esta zona del espectro electromagnético, no se requiere el uso de licencias tal y como se lleva a cabo la regulación de los sistemas de radio. Además a estas frecuencias, se permite la transmisión de información en bandas del espectro llamadas ICM, especialmente interesantes por su uso para aplicaciones industriales, científicas y médicas (ISM – Industrial, Scientific, Medical).

Con vistas a lo explicado en esta sección, trabajaremos en realizar un parche que funcione en la banda de los 2,4 GHz, debido a los objetivos y aplicaciones para los que servirá esta tecnología.

3.2 Optimización del diseño del elemento aislado

3.2.1 Influencia teórica de los parámetros de diseño del parche

Para poder realizar un diseño óptimo del parche, deberemos conocer qué influencia tiene la modificación de cada uno de los parámetros sobre el comportamiento de radiación del elemento y sobre el nivel de adaptación conseguido.

Este tipo de parches posee una gran cantidad de grados de libertad en su diseño. Los principales parámetros que influirán en sus prestaciones se muestran en la figura adjunta.

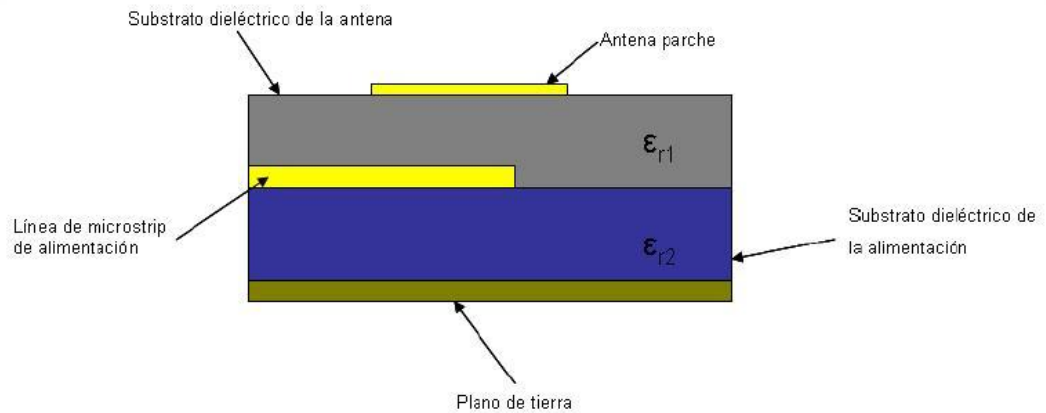


Figura 3.1: Esquema de parche excitado por acoplo por proximidad

A continuación, detallaremos cómo afecta la modificación de cada uno de ellos al comportamiento de la antena desde un punto de vista teórico. Esto es interesante para tomarlo como punto de partida de un modelo inicial que posteriormente optimizaremos.

a) Sustrato de la antena (ϵ_{r1}): utilizando un sustrato de baja permitividad eléctrica en esta capa, podemos incrementar el ancho de banda y la eficiencia de la onda de superficie. Deberemos tener cuidado de no seleccionar un sustrato excesivamente grueso porque puede dificultar el acoplo de energía. Diseñaremos las capas del mismo espesor o haciendo la capa de la antena más delgada.

b) Sustrato de alimentación (ϵ_{r2}): usando un material de constante dieléctrica alta en la capa de alimentación, podemos reducir las dimensiones de la antena. Puesto que ambas capas no son independientes, si hacemos la capa de alimentación más ancha, permitimos que la capa de la antena también sea más ancha aunque esto incrementa la indeseada radiación espúrea.

Procuraremos estudiar la adaptación de la antena para distintos sustratos con distintas permitividades y con distintos espesores de la capa de dieléctrico, para poder sacar así conclusiones más exactas sobre la influencia de dichos parámetros.

c) **Dimensiones del parche:** la longitud del parche lo que controla esencialmente es la frecuencia de resonancia a través de las siguientes relaciones matemáticas:

$$L = \frac{\lambda_e}{2}$$
$$\lambda_e = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}}$$

Si queremos conseguir una polarización circular, evidentemente esta dimensión no la podemos modificar, pero si necesitamos polarización lineal esta capa nos da un grado extra de libertad a la hora de diseñar la antena.

d) **La dimensión W del parche:** presenta dos efectos sobre la respuesta en frecuencia. El primero, si reducimos W, la frecuencia de resonancia baja y en segundo lugar se utiliza para conseguir un acoplo adecuado entre la antena y la red de alimentación. Si empleamos un sustrato más grueso para conseguir un mayor ancho de banda, dejando el resto de parámetros sin modificar, se producirá a su vez un efecto adverso que será el acoplo de una menor cantidad de potencia al parche. El mecanismo de acoplo es esencialmente de naturaleza capacitiva y cuando reducimos el ancho del parche, la capacidad equivalente también decrece.

e) **Anchura de la línea de alimentación:** Este parámetro nos servirá para conseguir mejorar el nivel de adaptación. Puesto que alimentamos la antena con un puerto de 50Ω , el grosor de la línea que haga que $Z_0 = 50\Omega$, conseguirá minimizar las pérdidas de reflexión.

En este tipo de estructura, será importante conseguir que el acoplo sea eficiente, para lo cual será importante la correcta alineación de las distintas capas que componen la estructura. Pequeños gaps de aire entre el sustrato de alimentación y la antena de parche puede generar problemas de acoplamiento efectivo en el proceso de fabricación.

El parche de acoplo por proximidad, suele ser menos eficiente que el parche alimentado por puerto de manera directa para los mismos parámetros de diseño, conseguiremos un eficiencia algo menor.

f) **Forma del conductor:** que dependerá de las dimensiones necesarias de la antena y de la polarización requerida. Generalmente la ganancia necesaria se tendrá en consideración más tarde, ya que la ganancia de un elemento simple de parche es constante aproximadamente y se puede incrementar mediante el uso de arrays.

3.2.2 Diseño inicial del elemento aislado

Una vez hemos detallado cómo afecta cada uno de los parámetros de diseño al funcionamiento de la antena, desde un punto de vista teórico, vamos a describir el procedimiento que se ha seguido para realizar el diseño en primer término y para optimizarlo posteriormente.

Adjuntamos una imagen en la que podremos observar el nombre asociado a cada uno de los parámetros de diseño a los que haremos referencia de ahora en adelante:

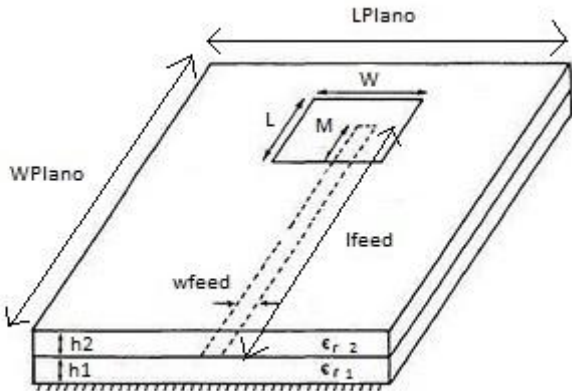


Figura 3.2: Estructura del parche excitado por acoplo por proximidad

Como modelo inicial, hemos elaborado un diseño de parche excitado por acoplo por proximidad para el cual, detallaremos a continuación en la tabla adjunta, los valores de los distintos parámetros de diseño utilizados, junto a una breve explicación que justifica dicha elección sobre otros posibles valores.

Parámetros	Valores (mm.)	Justificación
L (longitud del parche)	50	El valor de la longitud L del parche determinará la frecuencia de resonancia del mismo de acuerdo a $L = \frac{\lambda_e}{2}$. Tomaremos un valor de L de manera que obtengamos una frecuencia próxima a la frecuencia de funcionamiento deseada que será de 2,4 Ghz.
W (anchura del parche)	50	Influirá en la frecuencia de resonancia del parche de un modo menos directo pero será especialmente importante para conseguir una buena adaptación con la red de alimentación. Tomaremos un parche cuadrado inicialmente.

Lfeed (longitud de la línea de alimentación)	63	Influye directamente en el nivel de adaptación que se consigue. En principio, para conseguir que un parche excitado por acoplo por proximidad presente un buen nivel de adaptación, se puede actuar sobre el overlapping (parche-alimentación). Generalmente, se consiguen buenos resultados para valores de solapado que estén ligeramente por encima de la mitad de la longitud completa del parche. En este caso, puesto que nuestro plano de masa mide 100, para lfeed=50 estaremos en el punto medio del parche. En este caso tomamos lfeed=63 (overlapping de 38 mm. sobre los 50 milímetros de longitud total).
Wfeed (anchura de la línea de alimentación)	5.8	Calculamos la anchura de la línea que, para la permitividad elegida y el espesor seleccionado, presenta una impedancia de 50Ω para minimizar las pérdidas por reflexión.
LPlano (largo plano de masa)	100	La longitud del plano de masa tanto en ancho como en largo, nos permitirá aproximarnos a un comportamiento ideal. Cuanto más grande sea el plano de masa en comparación con el parche, menores serán los efectos de borde causados por el desbordamiento de campo en los extremos. Tomaremos un plano de masa de dimensiones que dupliquen las del parche.
WPlano (ancho plano de masa)	100	
h1 (altura de la capa de alimentación)	2	Esta anchura modificará la impedancia que ve el puerto de guía de onda con el que alimentamos la antena, por lo que, cualquier modificación en esta capa tanto de material como de anchura, hará que se modifique dicha impedancia. Para conseguir que no haya pérdidas por desadaptación, deberemos modificar la anchura de la línea de alimentación. En esta capa intentaremos tomar una altura relativamente baja. Para el diseño inicial tomaremos una altura de 2 mm.

h_2 (altura de la capa de la antena)	2	Esta capa no debe ser muy alta si queremos que haya un buen acoplo de energía y su permitividad debe ser similar a la del aire. La tomaremos con un grosor igual al de la capa de alimentación aunque estudiaremos su efecto sobre el diseño.
ϵ_{r1} (permitividad capa de alimentación)	4.5 ($\tan \delta = 0.015$)	En el momento de diseño, no conocemos el material en el que se realizará la fabricación final de la antena, por lo que tomaremos un material de permitividad comprendido en el rango $1 < \epsilon_{r1} < 6$, que será el rango de valores en el que más probablemente se encuentre la permitividad del material que finalmente se emplee para la fabricación.
ϵ_{r2} (permitividad capa de la antena)	1.05 ($\tan \delta = 0.0002$)	Usaremos una permitividad similar a la del aire y simularemos ciertas pérdidas ya que el comportamiento no será ideal. De esta manera, la baja permitividad eléctrica, favorecerá el incremento del ancho de banda de la antena.

Tabla 3.1: *Parámetros tomados como punto de partida para el diseño de un primer modelo de parche excitado por acoplo por proximidad junto a una breve justificación de dicha elección.*

El diseño inicial realizado en el CST Microwave es el siguiente:

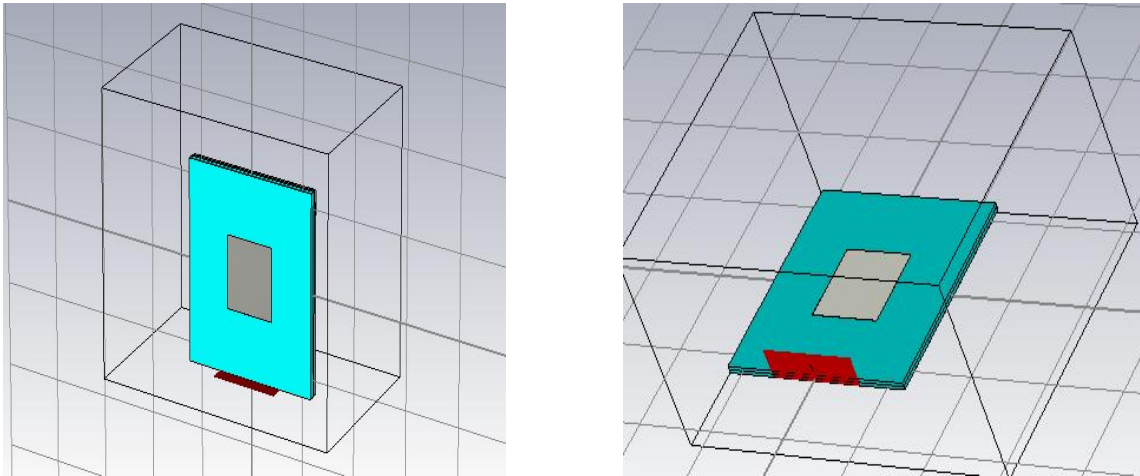


Figura 3.3: *Diseño inicial de parche excitado por acoplo por proximidad realizado con el CST Microwave*

Una vez tenemos realizado el diseño, simulamos las características de radiación de la antena, mediante el empleo del programa CST Microwave. A continuación mostramos el diagrama de radiación obtenido así como el parámetro S_{11} :

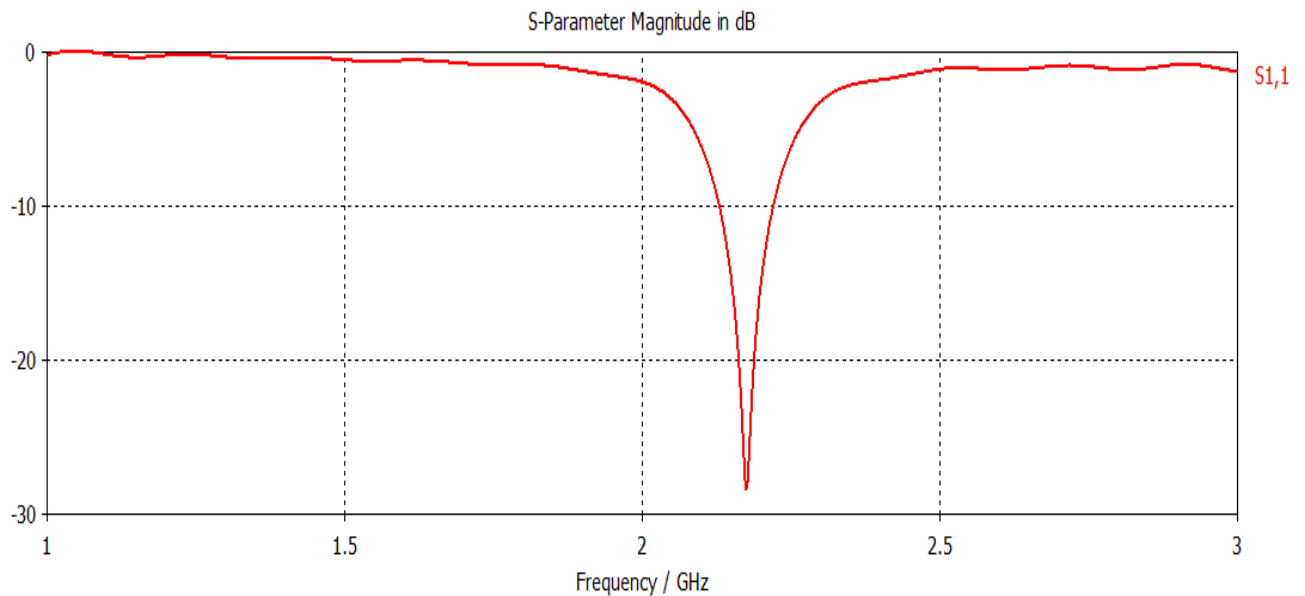


Figura 3.4.: Parámetro S_{11} del diseño de parche inicial

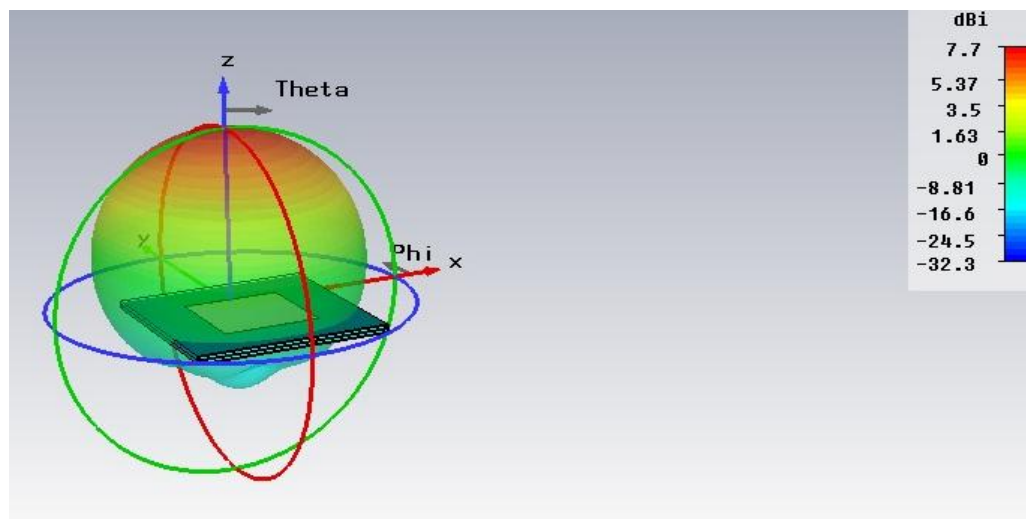


Figura 3.5.: Diagrama de radiación del diseño inicial del parche

El modelo inicial de parche excitado por acoplo por proximidad elaborado en primera instancia, presenta unas buenas características de radiación, manteniendo los parámetros de diseño dentro de rangos normales, sin embargo, la frecuencia de trabajo no es la deseada y probablemente podamos mejorar el nivel de adaptación.

Modificación de la frecuencia de funcionamiento:

La frecuencia de funcionamiento deseada para la antena es de 2,4 GHz como ya explicamos anteriormente. Esta banda, abarca las frecuencias comprendidas entre 2,4 y 2,4835 GHz. El diseño inicial implementado, trabaja a una frecuencia de 2,2GHz por lo que deberemos realizar ajustes.

Para conseguir que la antena funcione a la frecuencia deseada, modificaremos las dimensiones del parche. Para ello escalaremos las dimensiones iniciales tomadas, de manera que la frecuencia de resonancia se desplace hasta la deseada. La frecuencia buscada es algo mayor, por lo que deberemos reducir las dimensiones del parche para conseguir el funcionamiento deseado. Modificamos L y W de los 50 milímetros iniciales a 44.4 milímetros de manera que obtenemos el siguiente parámetro S11:

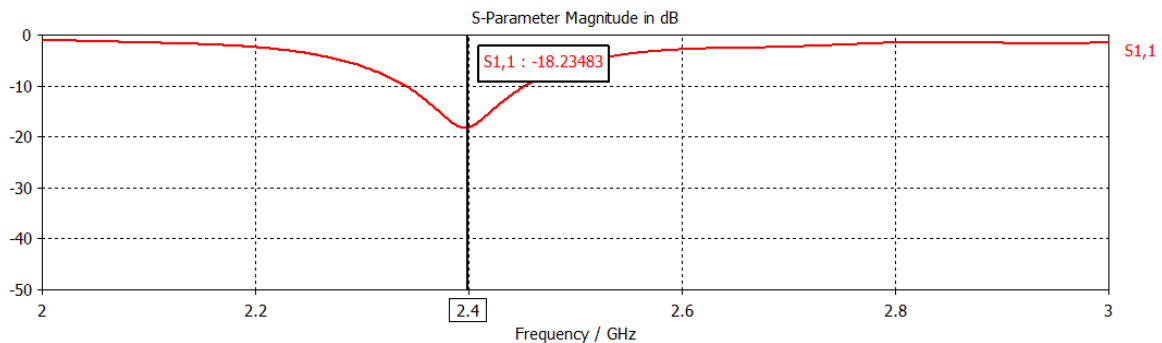


Figura 3.6.: Parámetro S_{11} del parche centrado a 2,4 GHz.

Con esta modificación, conseguimos que la antena funcione a 2,4 GHz.

Otro factor que deberemos corregir en el modelo inicial, es la impedancia que ve el puerto de guía de onda con el que excitamos la antena. Para ello, el puerto deberá ver una impedancia similar a 50 Ω . De esta manera que la potencia reflejada sea mínima:

$$|\Gamma| = \left| \frac{Z_o - Z_{in}}{Z_o + Z_{in}} \right| = \left| \frac{50 - 50}{50 + 50} \right| = 0$$

Adaptación del puerto

Para conseguir que el puerto esté adaptado, modificaremos la anchura de la tira de alimentación. Si observamos en la siguiente figura la impedancia que ve el puerto de guía de onda del modelo inicial, tal y cómo nos suministra la información del simulador, es de 37,45 Ω , valor considerablemente inferior a los 50 Ω del puerto utilizado para inyectar la potencia a la antena.

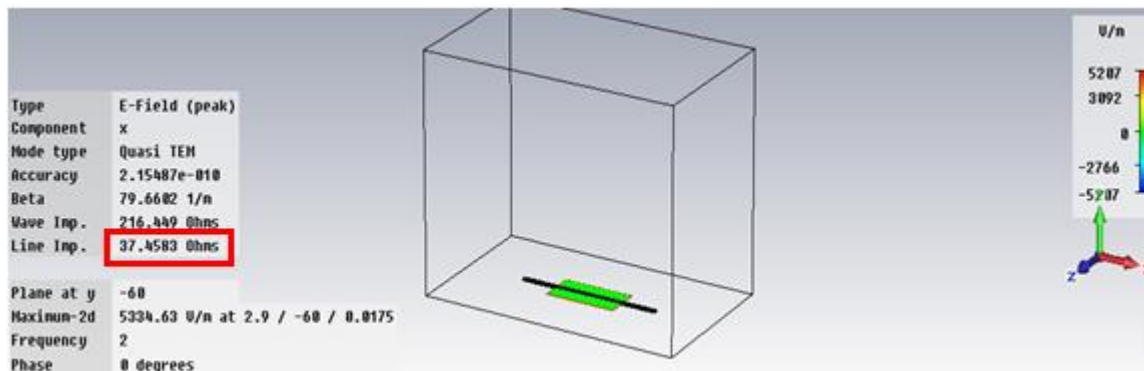


Figura 3.7.: Impedancia vista por el puerto de 50 Ω

Puesto que la impedancia que ve el puerto es inferior a la deseada, deberemos estrechar la línea de alimentación. Tras varias simulaciones observamos que al modificar la anchura de la línea de 5.8 milímetros a 3.7 milímetros conseguimos la impedancia deseada en el puerto.

El propio CST Microwave nos determina la anchura de la línea necesaria para conseguir una cierta impedancia a partir de las características del sustrato dieléctrico (altura y permitividad).

Para estas condiciones obtenemos:

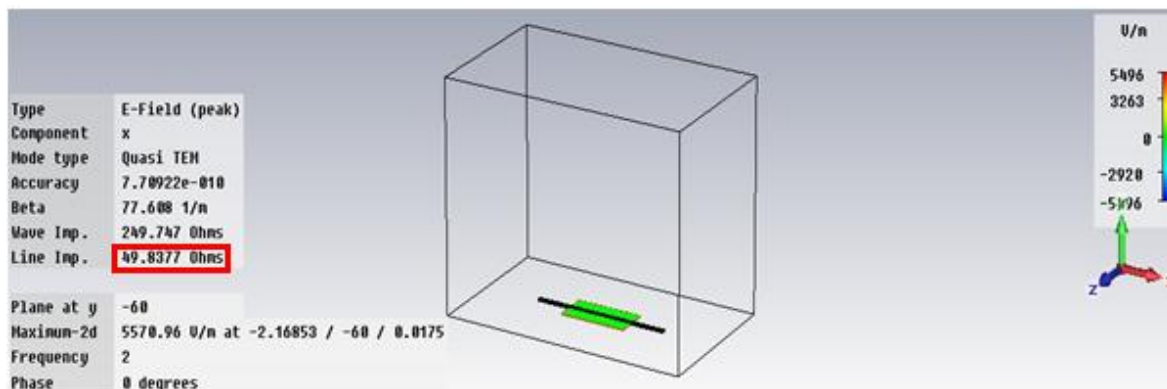


Figura 3.8.: Impedancia vista por el puerto de 50 Ω tras la modificación de la anchura de la línea de alimentación

Otro posible factor de mejora, consiste en disminuir los efectos de desbordamiento de los campos que sufre la estructura de parche precisamente por tener unas dimensiones finitas.

Reducción de los efectos de borde

Ampliamos ligeramente las dimensiones del plano de masa para disminuir más si cabe, los efectos de borde típicos de los parches. En el modelo inicial, partimos de unas dimensiones del plano de masa de 100 x 100 milímetros y la ampliamos a 120 x 120 milímetros.

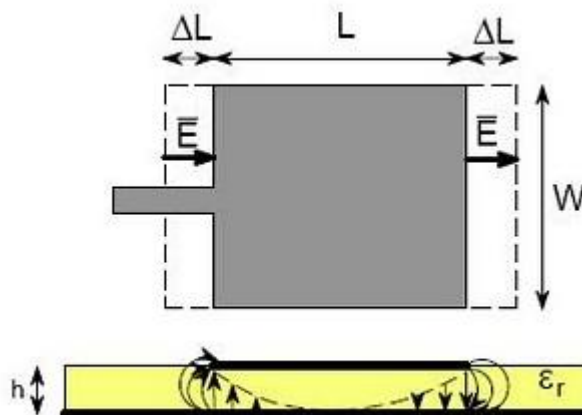


Figura 3.9.: Efectos de borde de un parche

Con esto conseguimos disminuir también el nivel de radiación trasera, pero incrementamos el tamaño.

Tras las modificaciones iniciales realizadas que acabamos de detallar, el diseño presenta las siguientes dimensiones:

Parámetros	Valores (mm.)
L (longitud del parche)	44.4
W (anchura del parche)	44.4
Lfeed (longitud de la línea de alimentación)	63
Wfeed (anchura de la línea de alimentación)	3.7
LPlano (largo plano de masa)	120
WPlano (ancho plano de masa)	120
h1 (altura de la capa de alimentación)	2
h2 (altura de la capa de la antena)	2
ϵ_{r1} (permitividad capa de alimentación)	4.5 ($\tan \delta = 0.015$)
ϵ_{r2} (permitividad capa de la antena)	1.05 ($\tan \delta = 0.0002$)

Tabla 3.2: Valores de los parámetros de diseño del parche tras los ajustes realizados con el simulador

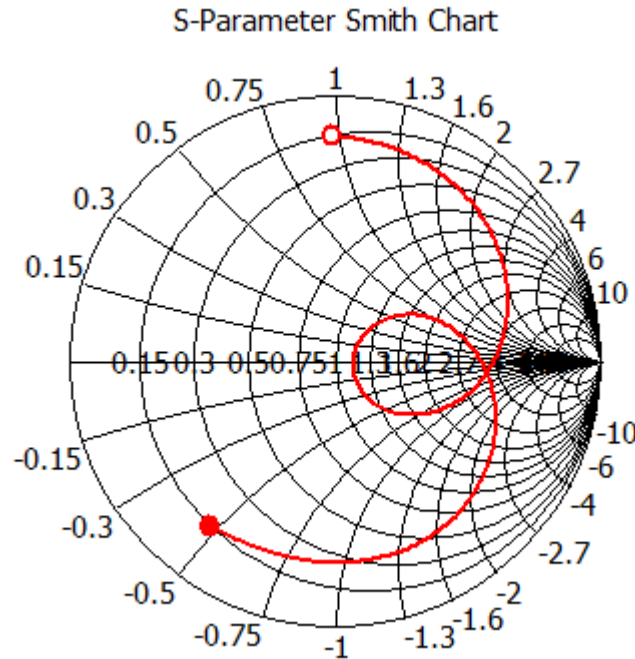


Figura 3.10.: Carta de Smith obtenida en la simulación con el CST Microwave para el caso de la estructura de parche excitado por acoplo por proximidad.

Como podemos observar, el funcionamiento de una antena de parche con una única resonancia y adaptado, se refleja en la carta de Smith cómo un lazo cerrado en este caso centrado en el eje $x=0$.

Hasta ahora hemos modificado los parámetros de diseño buscando:

- Centrar la frecuencia de funcionamiento.
- Minimizar los efectos de borde.
- Conseguir una buena adaptación en el puerto de guía de onda.

De ahora en adelante, nos centraremos en el estudio de la influencia de la altura y los distintos materiales de los sustratos dieléctricos que podemos emplear en la fabricación de la antena.

3.2.3 Estudio de la influencia del material empleado cómo sustrato dieléctrico de la capa de alimentación

En este apartado, nos centraremos en la modificación del sustrato de la capa de alimentación para determinar qué material es más conveniente emplear en la fabricación de la antena.

Hasta el momento, hemos empleado para las simulaciones un dieléctrico de $\epsilon_{r1} = 4.5$. Para determinar en qué rango de permitividades se consigue un mejor funcionamiento, realizaremos

Análisis del efecto de la curvatura en parches alimentados por proximidad

modificaciones sobre dicho parámetro y observaremos de qué manera afecta a las características de radiación de la antena.

Ya mencionamos anteriormente que el rango de estudio para las permitividades estará comprendido entre $1 < \epsilon_{r1} < 6$. Dentro de este rango, estudiaremos 4 casos distintos:

Permitividades sometidas a studio	$\epsilon_{r1} = 4.5$	$\epsilon_{r1} = 3.7$	$\epsilon_{r1} = 3$	$\epsilon_{r1} = 2.5$
---	-----------------------	-----------------------	---------------------	-----------------------

Tablas 3.3: Valores de las permitividades de los distintos materiales sometidos a estudio como sustrato.

Para estos diseños, habrá que realizar una modificación en las dimensiones de la línea de alimentación para que no se incrementen las pérdidas por reflexión cómo ya vimos anteriormente.

Las dimensiones de diseño empleadas para cada uno de los diseños estudiados, una vez modificada la anchura de la línea de alimentación para conseguir una correcta adaptación son:

Parámetros	$(\epsilon_{r1} = 4.5)$	$(\epsilon_{r1} = 3.7)$	$(\epsilon_{r1} = 3)$	$(\epsilon_{r1} = 2.5)$
L (longitud del parche)	44.4	44.4	44.4	44.4
W (anchura del parche)	44.4	44.4	44.4	44.4
Lfeed (longitud de la línea de alimentación)	67	67	67	67
Wfeed (anchura de la línea de alimentación)	3.7	4.2	4.9	5.6
LPlano (largo plano de masa)	120	120	120	120
WPlano (ancho plano de masa)	120	120	120	120
h1 (altura de la capa de alimentación)	2	2	2	2
h2 (altura de la capa de la antena)	2	2	2	2
ϵ_{r1} (permitividad capa de alimentación)	4.5 (tan $\delta = 0.015$)	3.7 (tan $\delta = 0.015$)	3 (tan $\delta = 0.015$)	2.5 (tan $\delta = 0.015$)
ϵ_{r2} (permitividad capa de la antena)	1.05 (tan $\delta = 0.0002$)	1.05 (tan $\delta = 0.0002$)	1.05 (tan $\delta = 0.0002$)	1.05 (tan $\delta = 0.0002$)

Tablas 3.4: Modificación necesaria de los parámetros de diseño del parche para adaptar su funcionamiento

Cómo podemos observar, cuanto menor es la permitividad del dieléctrico empleado cómo sustrato, mayor es la impedancia de la capa, por lo que, para compensar este efecto, deberemos hacer mayor la anchura de la línea.

A continuación, mostraremos el parámetro S_{11} para cada uno de los sustratos, de esta manera, podremos observar el desplazamiento en frecuencia sufrido y cómo afecta al nivel de adaptación conseguido.

Caso1 ($\epsilon_{r,1} = 4.5$):

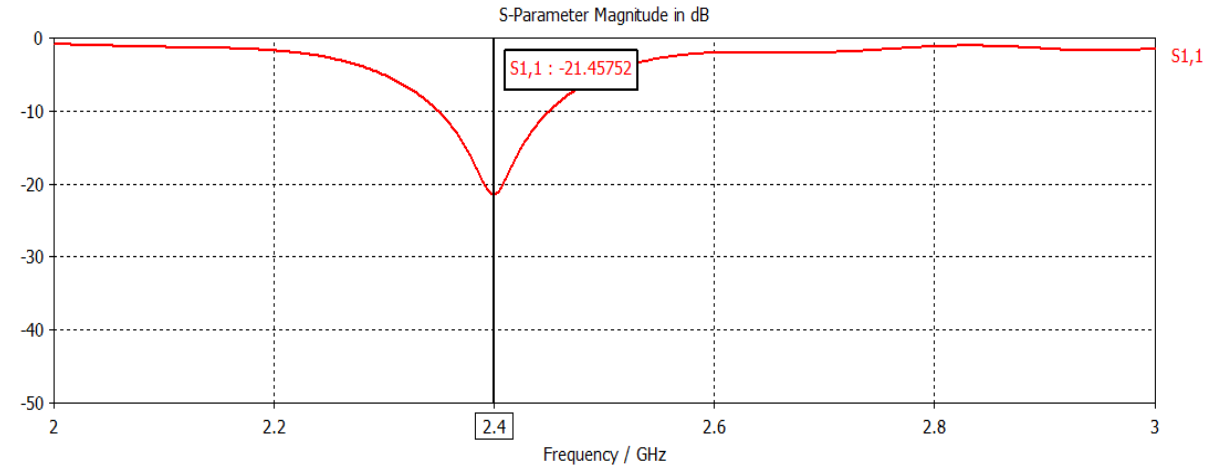


Figura 3.11.: Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 4.5$

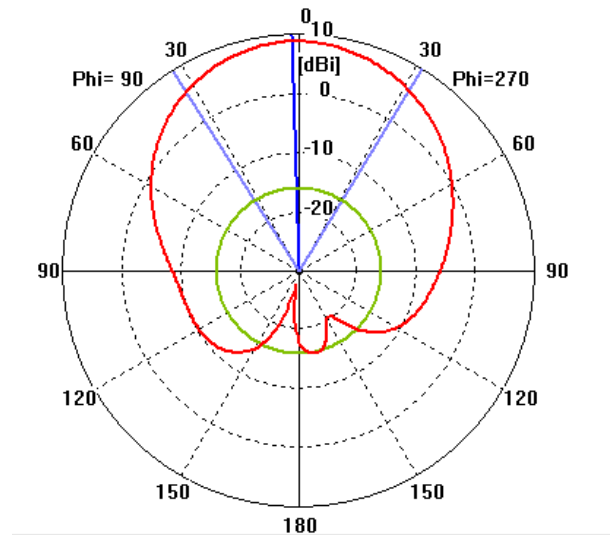
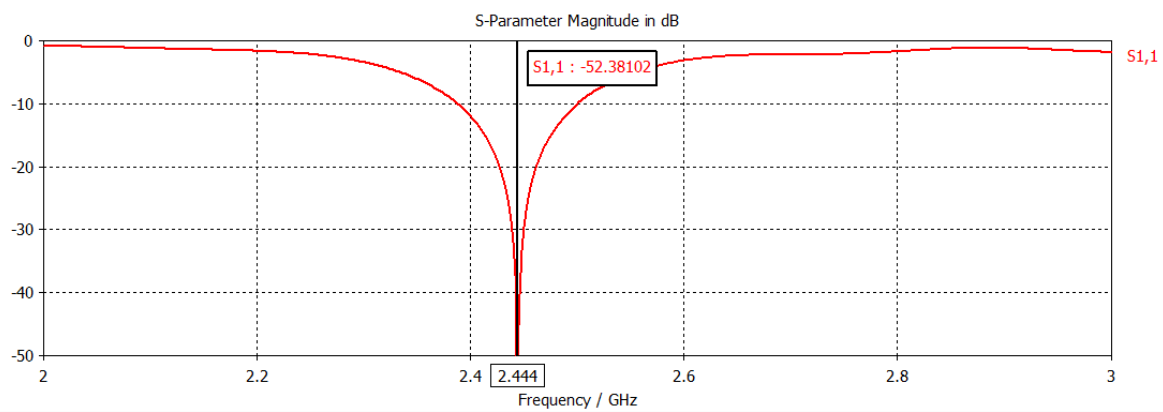


Figura 3.12.: Diagrama de radiación en coordenada polares del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 4.5$ a 2,4 GHz y para $\varphi=90$

Obtenemos para este caso una directividad de 8.89 dB.

Caso2 ($\epsilon_{r,1} = 3.7$):



Como se puede observar, la frecuencia se desplaza hacia valores mayores, mientras que los niveles de adaptación siguen siendo buenos

Figura 3.13.: Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 3.7$

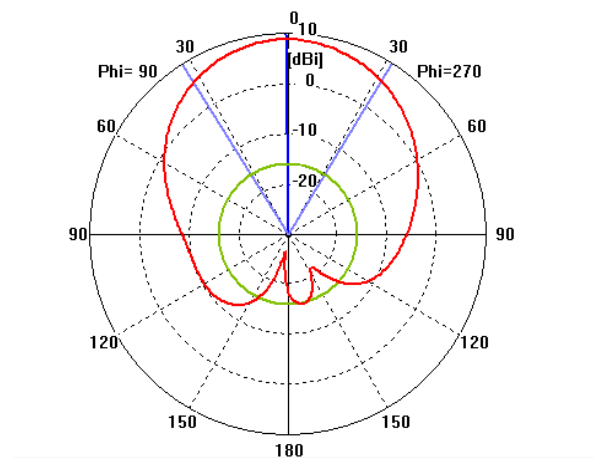


Figura 3.14.: Diagrama de radiación del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 3.7$ a 2,4 GHz y $\phi=90$

Obtenemos una directividad para este caso de 8.89 dB

Caso3 ($\epsilon_{r1} = 3$):

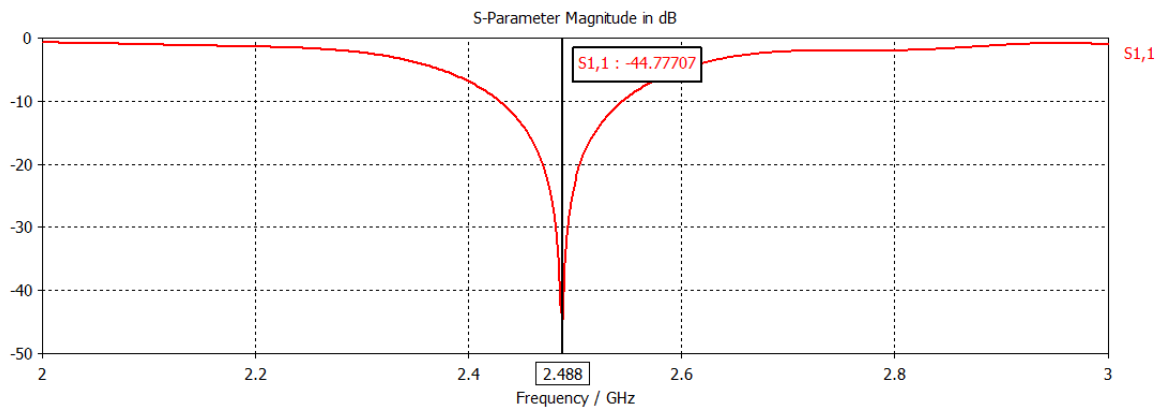


Figura 3.15.: Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 3$

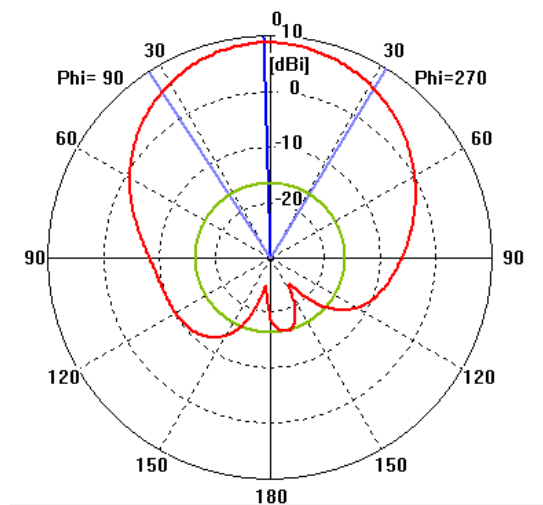


Figura 3.16.: Diagrama de radiación del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 3$ a 2,4 GHz y $\phi=90$

Obtenemos en este caso una directividad de 8.87 dB

Caso4 ($\epsilon_{r1} = 2.5$):

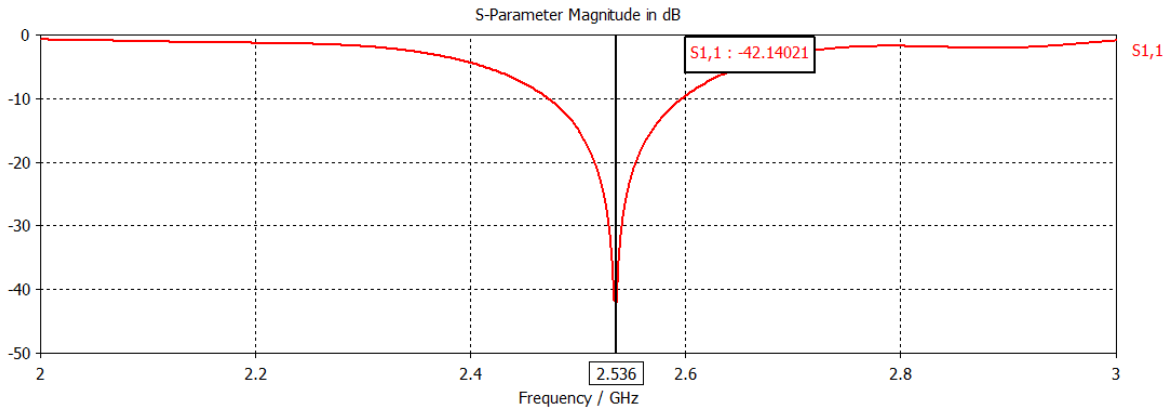


Figura 3.17.: Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 2.5$

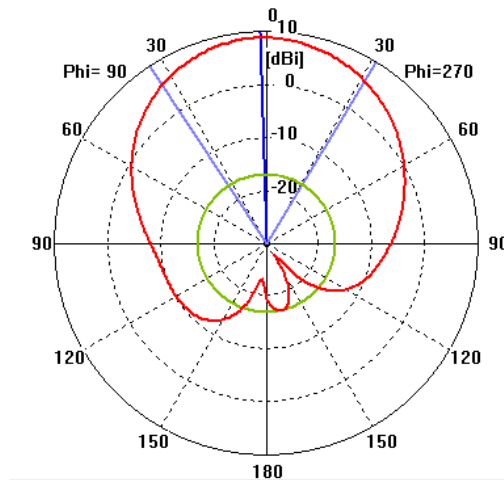


Figura 3.18.: Diagrama de radiación en polares del parche cuando empleamos un sustrato dieléctrico para la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_r = 2.5$ a 2,4GHz y $\varphi=90$

Obtenemos en este caso una directividad de 8.87 dB

A la vista de los resultados, podemos resaltar dos aspectos importantes:

- A medida que disminuimos la permitividad del dieléctrico empleado, se produce un desplazamiento hacia frecuencias superiores, de manera que las frecuencias de funcionamiento para cada una de las simulaciones resulta ser:

Permitividades empleadas	Frecuencia de trabajo (Ghz)
Caso1 ($\epsilon_{r1} = 4.5$):	2.406
Caso2 ($\epsilon_{r1} = 3.7$):	2.444
Caso2 ($\epsilon_{r1} = 3$):	2.488
Caso4 ($\epsilon_{r1} = 2.5$):	2.536

Tabla 3.5: Relación entre los distintos materiales empleados en el diseño y las frecuencias de funcionamiento conseguidas

Este efecto, está relacionado con un decremento de la $\lambda_{vacío}$, lo que supone un incremento de la frecuencia de resonancia.

Si nos interesase volver a adaptar la frecuencia a los 2,4 GHz. podríamos hacerlo escalando de nuevo las dimensiones del parche tal y cómo vimos anteriormente.

- No se aprecia una influencia relevante sobre la directividad conseguida en el diseño.

3.2.4 Estudio de la influencia de la altura de los sustratos dieléctricos de la capa de alimentación y de la capa de la antena

Estos parámetros determinarán en buena medida, el acoplo de energía entre la tira de alimentación y el parche y son esenciales para conseguir unas buenas características de radiación.

El estudio, lo realizaremos para distintos valores de las alturas de las capas dieléctricas. Cómo ya sucedía en el caso de la modificación sobre las permitividades, al modificar la altura de la capa del sustrato de la alimentación, se modifica la impedancia que ve el puerto. No ocurre igual al modificar la altura de la capa de la antena, aspecto que no presenta influencia alguna sobre dicha impedancia.

Estudiaremos, para cada uno de los materiales sometidos anteriormente a estudio, cómo les afecta la variación de las alturas de las capas dieléctricas. Para ello propondremos 4 casos de estudio, que pretenden determinar qué relación entre las alturas de las capas hace que el diseño funcione de manera óptima. Mostramos a continuación una tabla con las características de los casos sometidos a estudio:

Caso1 ($\epsilon_{r1} = 4.5$):	$h_{\text{antena}} = h_{\text{alimentación}} = 2$
	$h_{\text{antena}} = h_{\text{alimentación}} = 3$
	$h_{\text{antena}}=4$ y $h_{\text{alimentación}} = 2$
	$h_{\text{antena}}=2$ y $h_{\text{alimentación}} = 4$
Caso2 ($\epsilon_{r1} = 3.7$):	$h_{\text{antena}} = h_{\text{alimentación}} = 2$
	$h_{\text{antena}} = h_{\text{alimentación}} = 3$
	$h_{\text{antena}}=4$ y $h_{\text{alimentación}} = 2$
	$h_{\text{antena}}=2$ y $h_{\text{alimentación}} = 4$
Caso2 ($\epsilon_{r1} = 3$):	$h_{\text{antena}} = h_{\text{alimentación}} = 2$
	$h_{\text{antena}} = h_{\text{alimentación}} = 3$
	$h_{\text{antena}}=4$ y $h_{\text{alimentación}} = 2$
	$h_{\text{antena}}=2$ y $h_{\text{alimentación}} = 4$
Caso4 ($\epsilon_{r1} = 2.5$):	$h_{\text{antena}} = h_{\text{alimentación}} = 2$
	$h_{\text{antena}} = h_{\text{alimentación}} = 3$
	$h_{\text{antena}}=4$ y $h_{\text{alimentación}} = 2$
	$h_{\text{antena}}=2$ y $h_{\text{alimentación}} = 4$

Tabla 3.6: Relación de las características de diseño de cada uno de los casos sometidos a estudio

En la tabla adjuntaremos los resultados para los casos en los que ambas capas tengan idéntica altura.

Permitividad del sustrato	h sustrato capa de la antena (mm.)	h sustrato alimentación (mm.)	W línea de alimentación (mm.)	D (dB)	S11 (dB)	Frecuencia (Ghz)	BW (Mhz)
$\epsilon_{r1} = 4.5$	2	2	3,7	8,89	30	2,404	(2,342-2,458) 116
$\epsilon_{r1} = 4.5$	3	3	5,5	9,01	23,77	2,366	(2,325-2,475) 150
$\epsilon_{r1} = 3.7$	2	2	4,2	8,89	52,38	2,444	(2,388-2,502) 114
$\epsilon_{r1} = 3.7$	3	3	6,2	9	26	2,394	(2,32-2,46) 140
$\epsilon_{r1} = 3$	2	2	4,9	8,87	44,7	2,488	(2,43-2,54) 110
$\epsilon_{r1} = 3$	3	3	7,5	8,98	36,6	2,44	2,36-2,52 160
$\epsilon_{r1} = 2.5$	2	2	5,7	8,88	52	2,536	2,472-2,598 126
$\epsilon_{r1} = 2.5$	3	3	8,3	9,01	35,4	2,482	2,398-2,562 164

Tabla 3.7: Características de nivel de adaptación, directividad y ancho de banda conseguidos

Los casos estudiados en los que las alturas de las capas dieléctricas tienen idéntica altura, presentan comportamientos similares, que varían ligeramente dependiendo del material empleado y la altura tomada.

A la vista de los resultados obtenidos en las simulaciones en las que las alturas de ambas son idénticas, podemos sacar ciertas conclusiones en cuanto a diversos aspectos:

- **Adaptación:** Se observa un buen nivel de adaptación para todos los casos sometidos a estudio. Los materiales de permitividades intermedias (3,7 y 3) consiguen un mejor nivel de adaptación que las permitividades extremas, sin embargo, las simulaciones demuestran que cualquiera de estos diseños presentaría unas buenas características en cuanto al nivel de adaptación.
- **Directividad:** presenta valores similares para todos los casos sometidos a estudio, consiguiendo un pequeño incremento en la misma para los casos en los que la alturas de las capas es algo mayor, sin embargo es un incremento muy pequeño por lo que no nos guiaremos por este aspecto a la hora de decidir las características del diseño final. Las limitaciones propias del simulador empleado, hace que las directividades obtenidas sean bastante altas para un parche. Generalmente estará en torno a los 6-7 dB.
- **Ancho de banda:** es algo mayor para los casos en los que incrementamos las alturas de ambas capas. Para un mismo dieléctrico, se consigue un incremento de aproximadamente el 15% de ancho de banda al incrementar en 1 milímetro las alturas de las capas de los sustratos. Ya comentamos anteriormente que esto, a pesar de ser un factor positivo, presenta el inconveniente del consiguiente incremento de la radiación espúrea.
- **Frecuencia de funcionamiento:** En cuanto a la frecuencia de funcionamiento, observamos que, el caso en el que ambas alturas valen 3 milímetros presenta una frecuencia de funcionamiento algo menor que el caso en el que ambas alturas valen 2 milímetros. Cuando se duplica la altura de una de las dos capas dejando la otra sin modificar, nos desplazamos hacia un rango de frecuencias algo superior.

Los casos en los que hacemos una de las alturas de las capas doble respecto de la otra, los estudiaremos por separado, ya que al realizar las simulaciones observamos comportamientos específicos que detallaremos a continuación:

Permitividad del material empleado en la capa de la antena	Altura de la capa de la antenna	Altura de la capa de alimentación
$\epsilon_{r1} = 4.5$	$h_{antena}=2$	$h_{alimentación} = 4$

Modificamos la anchura de la línea microstrip con la que alimentamos el parche para conseguir que el puerto esté adaptado. En este caso lo conseguimos para una anchura de la línea de 8,5 milímetros.

En un primer intento de simulación observamos que no conseguimos un buen nivel de adaptación para este caso. Lo podemos observar en el parámetro S_{11} que observamos en la imagen adjunta:

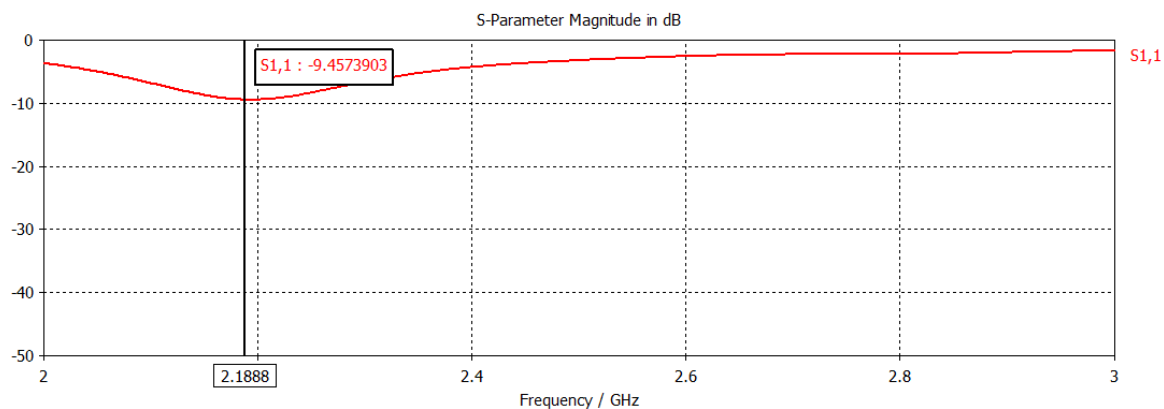


Figura 3.19.: Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos una altura doble en la capa de alimentación.

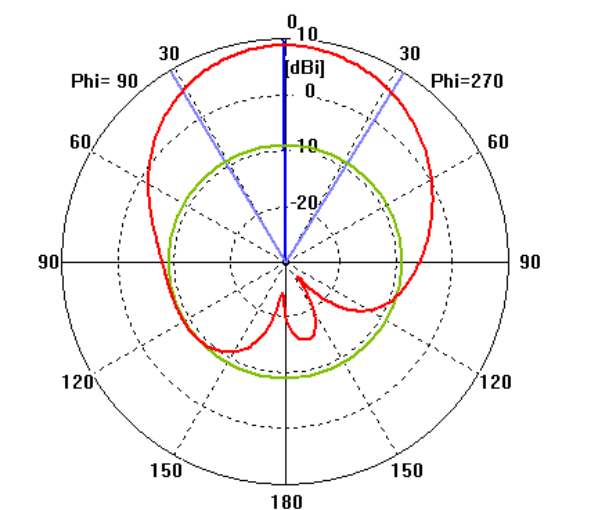


Figura 3.20.: Diagrama de radiación en polares del parche cuando empleamos una altura doble en la capa de alimentación a 2,4 GHz y para el plano $\phi=90$.

Los niveles de directividad no han variado significativamente con respecto al caso en el que las alturas de ambos sustratos eran iguales, sin embargo, los niveles de adaptación, para el mismo nivel de overlapping, son mucho peores.

Análisis del efecto de la curvatura en parches alimentados por proximidad

Permitividad del material empleado en la capa de la antena	Altura de la capa de la antena	Altura de la capa de alimentación
$\epsilon_{r1} = 4.5$	$h_{antena}=4$	$h_{alimentación} = 2$

Nos centraremos ahora el caso en el que la altura de la capa de la antena se hace doble respecto a la capa de alimentación.

En este caso, al no ampliar el espesor del sustrato de alimentación, no será necesario realizar una rectificación en la anchura de la línea microstrip con la que alimentamos el parche, pues la impedancia de la línea de alimentación sigue siendo la misma.

En un primer intento de simulación observamos que no conseguimos adaptación para este caso, cómo podemos observar en la imagen adjunta:

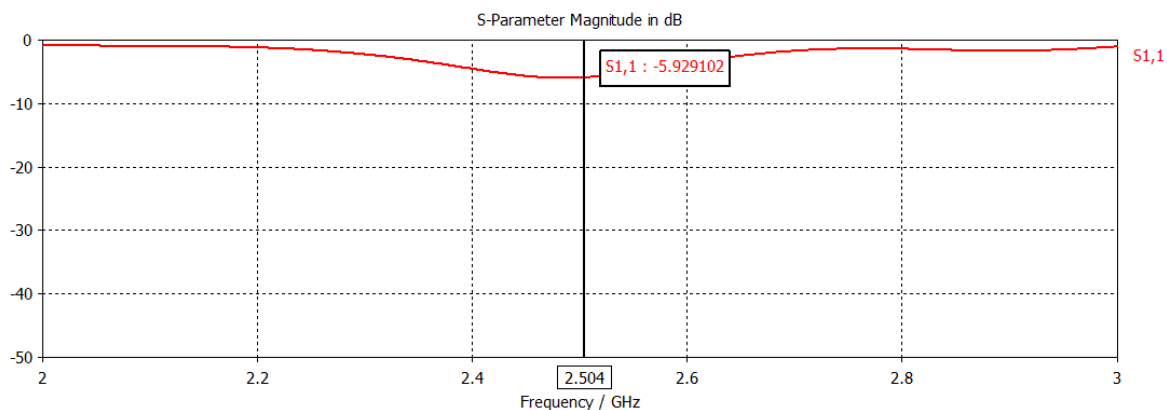


Figura 3.21.: Parámetro S_{11} del parche cuando empleamos una altura doble en la capa de la antena.

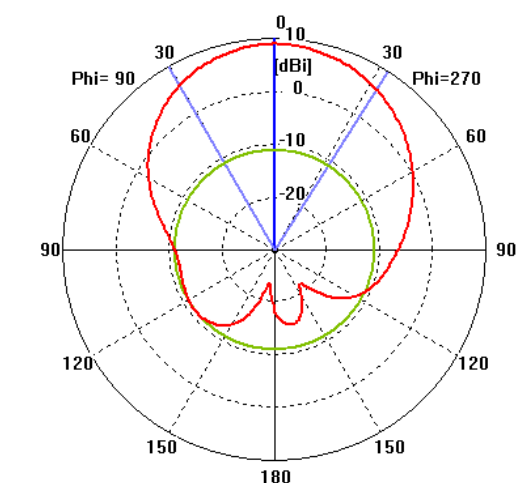


Figura 3.22.: Diagrama de radiación en polares del parche cuando empleamos una altura doble en la capa de alimentación a 2,4Ghz y para el plano $\varphi=90$.

Conseguimos una directividad de 9,02 dB

Los niveles de directividad no han variado significativamente con respecto al caso en el que las alturas ambos sustratos eran iguales, sin embargo, los niveles de adaptación, para el mismo nivel de overlapping, son mucho peores.

A la vista de los resultados, para los casos en los que una de las alturas se duplica, no se consiguen buenos niveles de adaptación. La causa por la que sucede esto puede deberse a distintos factores entre los que contemplamos:

- Que el sustrato sea ya demasiado grueso y no se consiga un buen nivel de acoplo de energía.
- Que el punto de alimentación al que deba acoplarse la línea de alimentación sobre el parche para ver 50Ω haya cambiado y podamos, modificando el overlapping, conseguir un buen nivel de adaptación.

A la vista de la influencia de dichos parámetros, escogeremos los que mejor se adapten a las características requeridas para la funcionalidad pensada, aunque parece claro que tomaremos un diseño que presente la misma altura en ambas capas dieléctricas.

3.2.5 Estudio de la influencia del overlapping para conseguir una adaptación óptima dependiendo de la permitividad del sustrato elegido para la capa de alimentación.

Un factor determinante a la hora de que nuestro elemento radie correctamente será conseguir un buen nivel de adaptación. Esto, dependerá en buena medida de la relación entre la longitud del parche (L) y la parte de la línea de alimentación que solapa con el mismo (M), cómo veíamos en la figura 3.2 de este capítulo.

En lo que a nivel de adaptación se refiere, hasta ahora hemos modificado la anchura de la línea de alimentación para conseguir una impedancia de 50Ω . El otro parámetro que nos permitirá actuar sobre la adaptación será el overlapping.

Trataremos de conseguir que M sea tal, que coincida con el punto en el que el parche presenta una impedancia de 50Ω , para optimizar la adaptación. La Z_{in} del parche varía con su longitud de acuerdo a la siguiente gráfica:

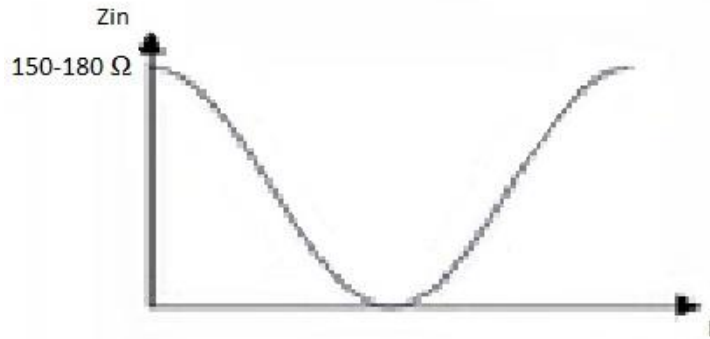


Figura 3.23.: Gráfica que relaciona la longitud del parche con la impedancia en un punto (Valores aproximados de máxima impedancia).

Podemos observar que presenta un nulo de impedancia en el centro y un máximo alrededor de los 150-180 Ω en los extremos (valores aproximados). Entre medias, el punto en el que la impedancia del parche alcance el valor de 50 Ω será el punto de adaptación óptima buscado. Como podemos observar, dicho valor, se alcanza en dos ocasiones mientras la línea de alimentación va recorriendo el parche en toda su longitud.

De acuerdo a la manera en la que están definidos los parámetros de la antena en el simulador, el overlapping se calcula como:

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2}$$

Puesto que L (longitud del parche) y L_{Plano} (longitud del plano de masa) son valores constantes, para modificar el overlapping en las simulaciones, modificaremos el parámetro l_{feed} .

Intentaremos optimizar el nivel de adaptación, para los distintos casos de sustratos empleados para la capa de alimentación. Realizaremos simulaciones modificando la longitud de la tira que solapa con el parche y veremos cómo afecta esto, al parámetro S_{11} .

Los valores máximo y mínimo que puede tomar l_{feed} , de manera que la línea permanezca dentro del parche, los determinan los casos en los que la línea coincide con los límites superior e inferior del parche respectivamente.

Caso de máximo overlapping, será aquel en el que la línea de alimentación va desde el principio hasta el final del parche:

$$Overlapping_{max} = L_{parche} = 44,4 = l_{feed_{max}} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = l_{feed_{max}} - 60 + 22,2$$

$$l_{feed_{max}} = 44,4 - 22,2 + 60 = 82,2 \text{ mm.}$$

Caso de mínimo overlapping, será aquel en el que la línea de alimentación no solapa con el parche sino que simplemente presenta un punto de contacto:

$$Overlapping_{min} = L_{parche} = 0 = l_{feed_{min}} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = l_{feed_{min}} - 60 + 22,2$$

$$l_{feed_{min}} = 0 - 22,2 + 60 = 47,8 \text{ mm.}$$

Puesto que en los valores extremos de l_{feed} , estaremos situados en puntos en los que el parche presenta una impedancia demasiado alta, nos centraremos en realizar el estudio de los 20 valores centrales del rango total de valores posibles para l_{feed} . Realizaremos 20 iteraciones, con valores de l_{feed} comprendidos entre 55 y 75 milímetros.

Veamos las características de cada uno de los casos sometidos a estudio:

Caso1:

Permitividad del material empleado en la capa de la alimentación	Altura de la capa de la antena	Altura de la capa de alimentación
$\epsilon_{r1} = 4.5$	$h_{antena}=2$	$h_{alimentación} = 2$

La frecuencia de trabajo de la antena, para el caso en el que los parámetros de diseño toman los valores anteriormente indicados, es de 2,404 GHz como ya vimos anteriormente.

La gráfica obtenida en el CST Microwave tras realizar las iteraciones pertinentes es la que mostramos a continuación:

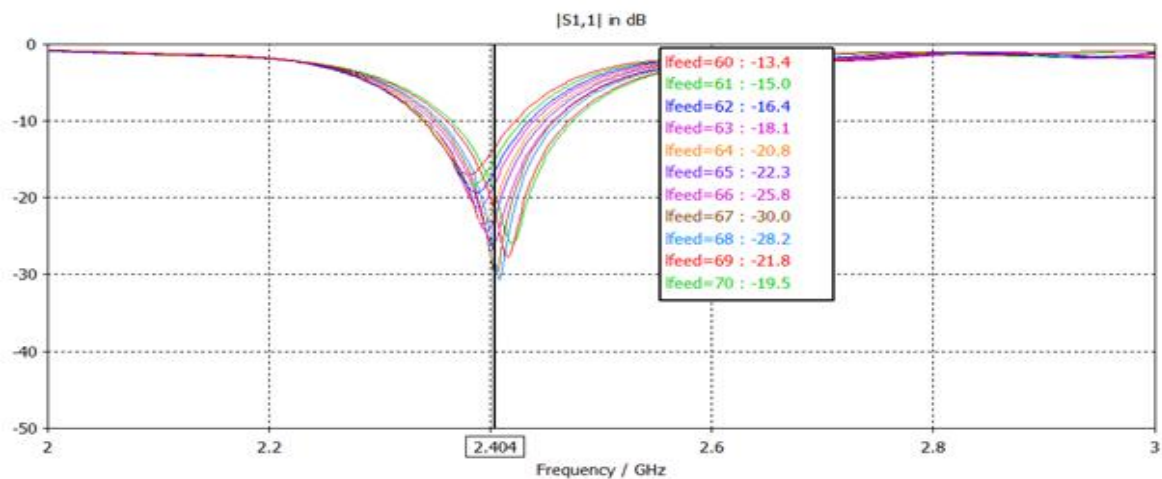


Figura 3.24.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 4.5$.

Cómo se puede observar en la gráfica, el overlapping entre el parche y la línea de alimentación presenta una fuerte influencia en el grado de adaptación conseguido. Se obtienen valores razonablemente buenos desde $l_{\text{feed}}=63\text{mm}$. ($|S_{11}|=-18\text{dB}$) hasta $l_{\text{feed}}=70\text{mm}$. ($|S_{11}|=-19,5\text{dB}$), obteniéndose el nivel óptimo de adaptación para un valor de $l_{\text{feed}}=67\text{mm}$. ($|S_{11}|=-30\text{dB}$).

Esto supone un rango de valores de overlapping en el que la antena permanece adaptada bastante amplio, entre los 25,2 y 32,2 milímetros de los 44,4 milímetros de longitud del lateral del parche. Esto indica que la longitud de la línea de alimentación debe estar algo por encima de la mitad de la longitud total del parche, sin llegar a exceder las 3 cuartas partes. En todo este rango de valores, la antena presenta un buen nivel de adaptación, consiguiendo un máximo para M (Overlapping) =29,2mm.

$$\frac{M}{L} = \frac{29,2}{44,4} = 0,657 \approx \frac{2}{3}$$

Caso2:

Permitividad del material empleado en la capa de la alimentación	Altura de la capa de la antenna	Altura de la capa de alimentación
$\epsilon_{r1} = 3.7$	$h_{\text{antena}}=2$	$h_{\text{alimentación}} = 2$

La frecuencia de trabajo de la antena, para el caso en el que los parámetros de diseño toman los valores anteriormente indicados, es de 2,444 GHz aunque en este caso podemos observar que aparece un segundo pico de adaptación, muy próximo al primero y que se encuentra en torno a los 2,462 GHz. A la vista de la gráfica anteriormente mostrada (Figura 3.23), en la que observábamos cómo variaba la impedancia de la antena según nos desplazábamos sobre ella, es normal que haya dos picos en términos de adaptación, puesto que los 50Ω se alcanzan en dos puntos distintos, a medida que nos desplazamos a lo largo del parche.

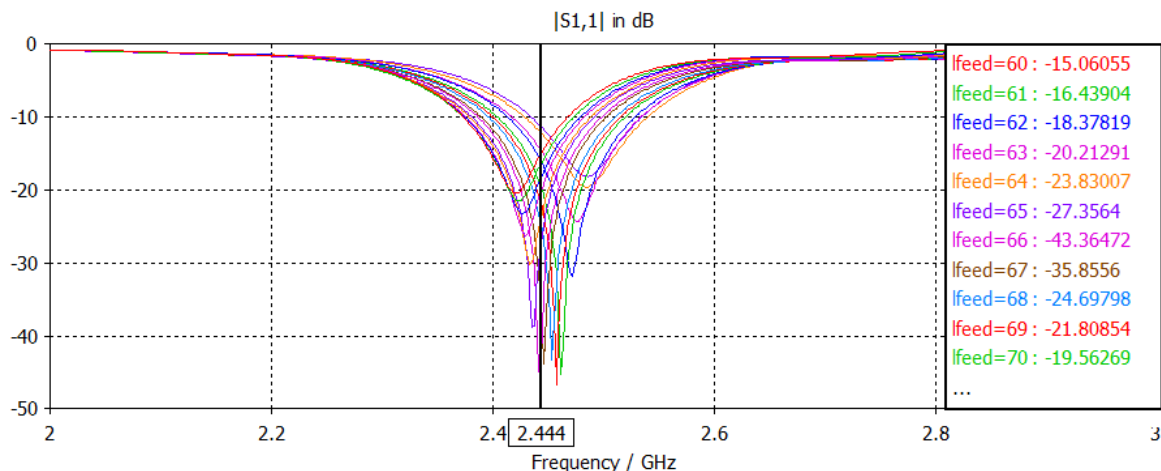


Figura 3.25.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 3.7$.

Se obtienen valores razonablemente buenos de adaptación para $f=2,444\text{GHz}$ en un rango de valores de overlapping entre 24,2 milímetros ($|S_{11}|=-15,2\text{dB}$) hasta 34,2 milímetros ($|S_{11}|=-19,5\text{dB}$). El nivel óptimo de adaptación se consigue para una longitud de solapado alimentación-parche de 30,2 milímetros ($|S_{11}|=-43,36\text{dB}$).

$$\frac{M}{L} = \frac{30,2}{44,4} = 0,68$$

El overlapping que consigue una adaptación óptima es algo menor para este caso. Esto sucede porque al disminuir la permitividad del dieléctrico, la impedancia de la tira de alimentación es superior, por lo que el punto de adaptación óptima estará ahora más próximo a los extremos.

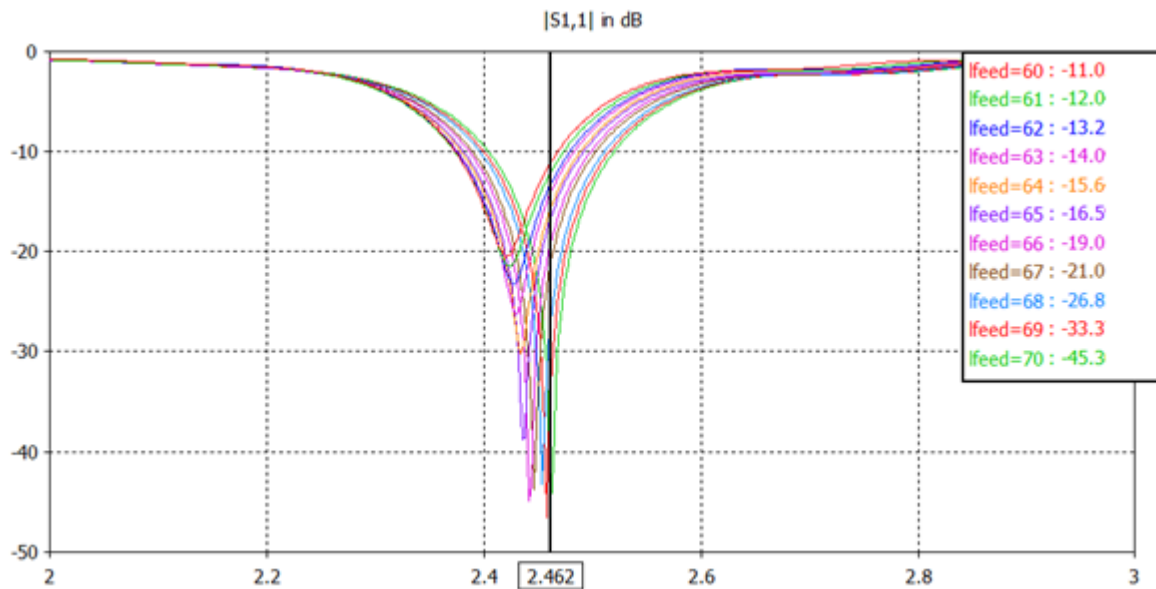


Figura 3.26.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 3.7$.

Para el caso de $f=2,462\text{ GHz}$, podemos considerar un buen nivel de adaptación para valores de overlapping que van desde los 28,2 milímetros ($|S_{11}|=-19\text{dB}$) hasta los 35,2 milímetros ($|S_{11}|=-19,5\text{dB}$), obteniéndose el nivel óptimo de adaptación para 32,2 milímetros ($|S_{11}|=-45,36\text{dB}$).

En punto óptimo está próximo a las 3 cuartas partes de la longitud del parche.

$$\frac{M}{L} = \frac{32,2}{44,4} = 0,72$$

Caso3:

Permitividad del material empleado en la capa de la antena	Altura de la capa de la antena	Altura de la capa de alimentación
$\epsilon_{r1} = 3$	$h_{antena}=2$	$h_{alimentación} = 2$

La frecuencia de trabajo de la antena, para el caso en el que los parámetros de diseño toman los valores anteriormente indicados, es de 2,488 GHz.

Se obtienen valores razonablemente buenos de adaptación desde un overlapping de 23,2 milímetros ($|S_{11}|=-18,05\text{dB}$) hasta 33,2 milímetros ($|S_{11}|=-18\text{dB}$), obteniéndose el nivel óptimo de adaptación para un valor de 29,2 milímetros ($|S_{11}|=-52\text{dB}$).

En este caso, crece el rango de valores de overlapping para los cuales se consigue un buen nivel de adaptación.

$$\frac{M}{L} = \frac{29,2}{44,4} = 0,67 \approx \frac{2}{3}$$

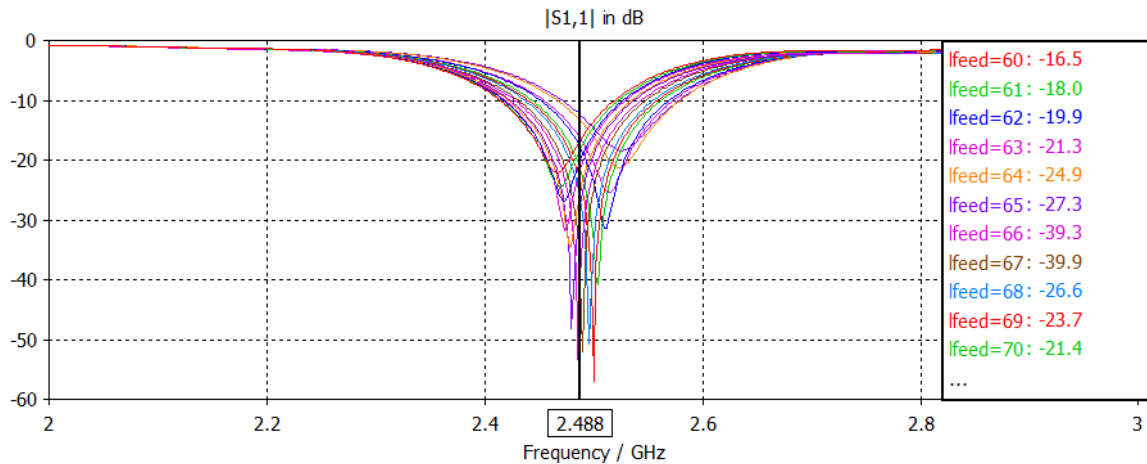


Figura 3.27.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 3$.

Caso4:

Permitividad del material empleado en la capa de la antena	Altura de la capa de la antena	Altura de la capa de alimentación
$\epsilon_{r1} = 2.5$	$h_{antena}=2$	$h_{alimentación} = 2$

Para el caso de la simulación de la antena, empleando el material de menor permitividad de los cuatro sometidos a estudio obtenemos los siguientes parámetros de reflexión al modificar el overlapping:

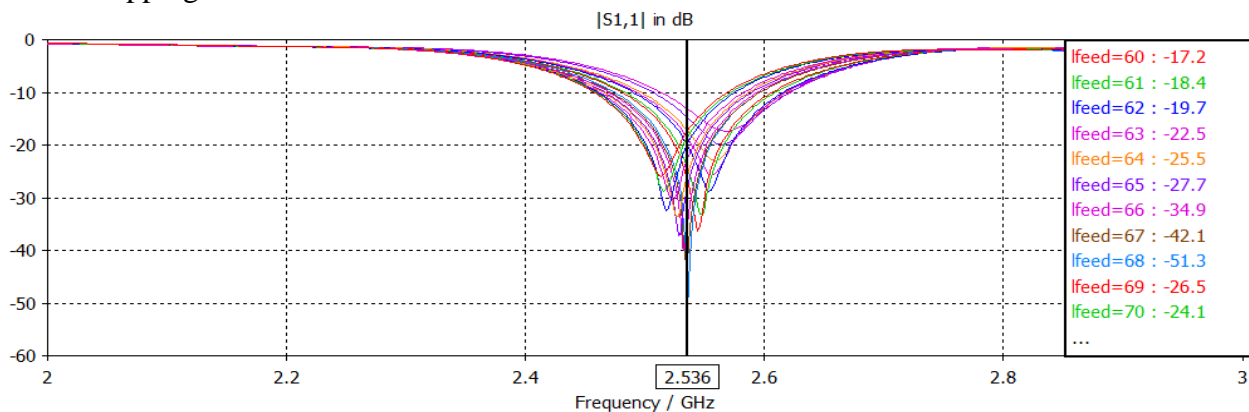


Figura 3.28.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 2.5$.

La frecuencia de trabajo de la antena, para el caso en el que los parámetros de diseño toman los valores anteriormente indicados, es de 2,536 GHz.

Conseguimos un buen nivel de adaptación desde 23,2 milímetros de overlapping ($|S_{11}|=-19\text{dB}$) hasta 34,2 milímetros ($|S_{11}|=-18,5\text{dB}$), obteniéndose el nivel óptimo de adaptación para un solapado de 30,2 milímetros. ($|S_{11}|=-51$).

$$\frac{M}{L} = \frac{30,2}{44,4} = 0,68$$

Para poder comparar los 4 casos estudiados de una manera más exacta, extraemos valores de adaptación concretos mediante la exportación de los datos obtenidos en las distintas simulaciones del CST.

A continuación adjuntamos una tabla en la que podemos observar los valores de overlapping, junto con los valores de adaptación conseguidos para cada uno de los materiales empleados:

Lfeed	Overlapping (M)	M/L	$ S_{11} $ $\epsilon_{r1} = 4.5$	$ S_{11} $ $\epsilon_{r1} = 3.7$	$ S_{11} $ $\epsilon_{r1} = 3$	$ S_{11} $ $\epsilon_{r1} = 2.5$
55	17,2	0.387	9.49	9.62	10.83	11.97
56	18,2	0.413	10.41	10.03	11.84	13.1
57	19,2	0.436	11.2	11.32	12.67	13.84
58	20,2	0.459	12.34	12.39	13.72	14.82
59	21,2	0.482	13.55	13.5	15.02	15.99
60	22,2	0.5	14.87	15.06	16.59	17.21
61	23,2	0.527	16.46	16.44	18.05	18.48
62	24,2	0.55	18.46	18.38	19.94	19.79
63	25,2	0.573	20.5	20.21	21.35	22.57
64	26,2	0.595	23.94	23.83	24.97	25.57
65	27,2	0.62	26.7	27.35	27.35	27.78
66	28,2	0.64	27	43.36	39.38	34.91
67	29,2	0.66	28.4	38.85	39.94	2.14
68	30,2	0.686	25.4	24.69	26.63	51.3
69	31,2	0.71	21.3	21.8	23.72	26.59
70	32,2	0.73	19.2	19.56	21.43	24.19
71	33,2	0.754	18	15.98	17.81	20.2
72	34,2	0.777	16.6	14.53	16.34	18.84
73	35,2	0.8	13.9	12.15	13.34	17.22
74	36,2	0.822	12.65	11.27	12.39	14.7
75	37,2	0.845	10.53	10.02	10.5	13.13

Tabla 3.8: Relación entre los niveles de adaptación conseguidos para cada nivel de overlapping dependiendo del material empleado como sustrato dieléctrico para la capa de alimentación

Podemos ver escritos en rojo los valores de overlapping para cada material en los que el diseño presenta un mejor nivel de adaptación. Este rango de valores es mayor para materiales de permitividad menor. Además la tabla presenta resaltados los valores óptimos del parámetro S_{11} .

Si observamos la gráfica a continuación mostrada, se compara el índice de adaptación conseguido vs M/L. Como podemos observar, a medida que disminuimos la permitividad del material empleado como sustrato dieléctrico de la capa de alimentación, el porcentaje de solapado entre el parche y la línea de alimentación necesario para que haya un buen nivel de adaptación es mayor.

Esto es así porque al disminuir la permitividad y mantener la altura, la impedancia de la capa de alimentación de nuestro diseño es mayor, por lo que, de acuerdo a la variación de la impedancia del parche sobre su superficie, ahora tendremos que posicionar la línea en un punto más profundo. Además vemos cómo los niveles de adaptación conseguidos, son mejores al disminuir la permitividad.

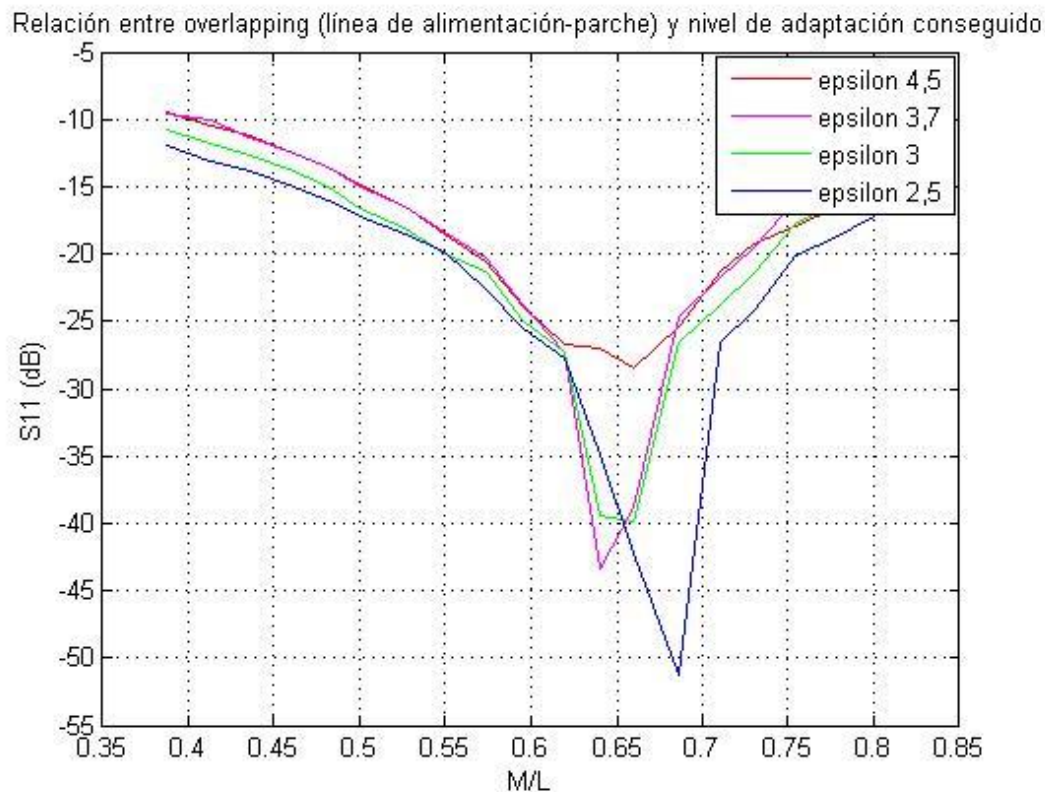


Figura 3.29.: Influencia del overlapping en el nivel de adaptación conseguido dependiendo de la ϵ del material empleado.

Sobre estos diseños, podemos escalar las dimensiones del parche haciendo las mismas algo superiores para corregir la desviación en frecuencia provocada por el hecho de emplear un material de permitividad distinta y algo inferior. Para volver a centrar la frecuencia de funcionamiento en los 2,4GHz, podemos modificar las dimensiones de acuerdo a lo mostrado en la siguiente tabla por ejemplo para el caso de emplear una permitividad de 3.

Parámetros	Valores (mm.)
L (longitud del parche)	46
W (anchura del parche)	46
Lfeed (longitud de la línea de alimentación)	67
Wfeed (anchura de la línea de alimentación)	4.9
LPlano (largo plano de masa)	120
WPlano (ancho plano de masa)	120
h1 (altura de la capa de alimentación)	2
h2 (altura de la capa de la antena)	2
ϵ_{r1} (permitividad capa de alimentación)	3 ($\tan \delta = 0.015$)
ϵ_{r2} (permitividad capa de la antena)	1.05 ($\tan \delta = 0.0002$)

Tabla 3.9: Modificación de los parámetros de diseño para conseguir un elemento que funcione a 2,4 Ghz en el caso de emplear un material de valor de permitividad para la capa de alimentación de 3

Caso5:

Permitividad del material empleado en la capa de la antena	Altura de la capa de la antena (mm.)	Altura de la capa de alimentación(mm.)	Lfeed(mm.)
$\epsilon_{r1} = 4.5$	$h_{antena}=4$	$h_{alimentación} = 2$	67

Este es uno de los casos estudiados en el apartado anterior, en el que observábamos dificultad a la hora de conseguir adaptación con los parámetros iniciales de diseño, cómo observábamos en su simulación:

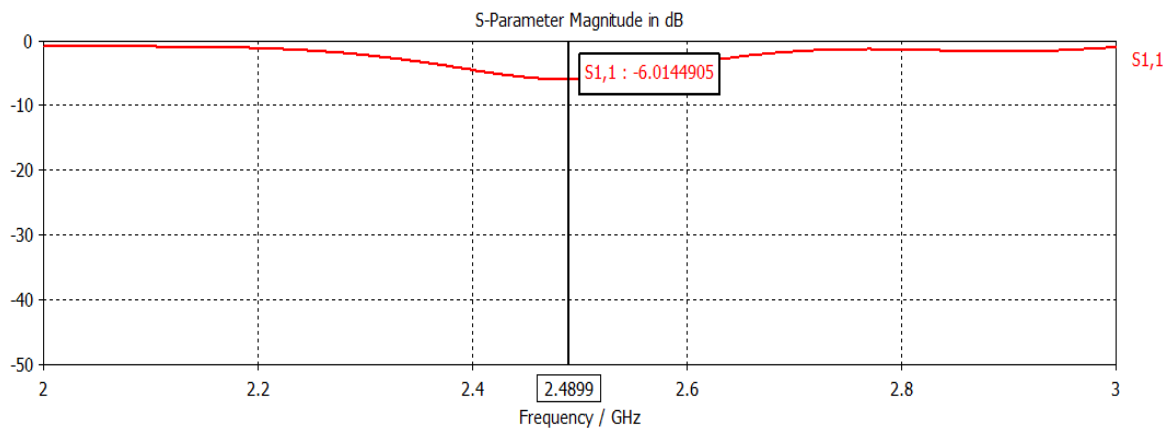


Figura 3.30.: Parámetro S_{11} del parche cuando la altura de la capa de la antena duplica la de la capa de la alimentación.

Intentamos conseguir mejorar la adaptación mediante la modificación de la longitud de la línea que solapa con el parche. Tras una simulación con el CST en el que modificamos el parámetro lfeed obtenemos los siguientes valores del parámetro S_{11} :

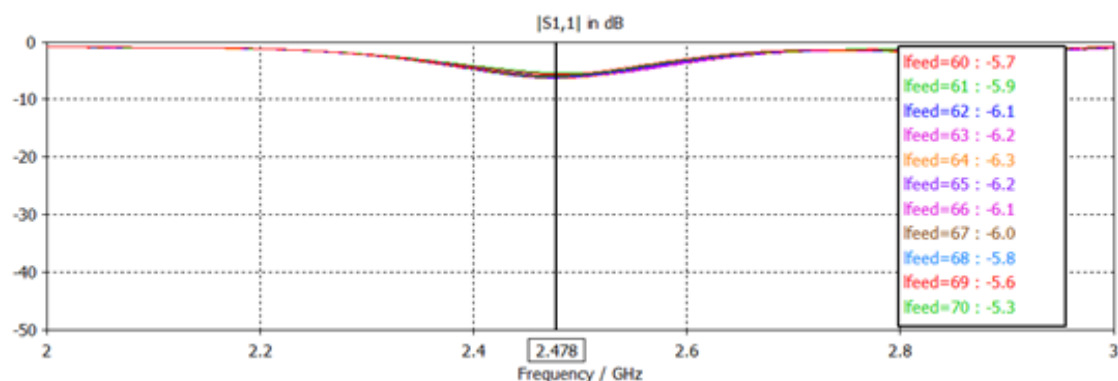


Figura 3.31.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un diseño con una altura doble en la capa de la antena.

Los resultados obtenidos tras la simulación nos revelan que, para este caso, en el que duplicamos la altura del sustrato de la antena sin modificar la altura de la capa de alimentación, no conseguimos adaptación para ningún valor del overlapping parche-alimentación.

Esto es así porque la capa existente entre la alimentación y el parche no permite que la energía se acople al ser demasiado gruesa.

Caso 6:

Permitividad del material empleado en la capa de la antena	Altura de la capa de la antena	Altura de la capa de alimentación
$\epsilon_{r1} = 4.5$	$h_{antena}=2$	$h_{alimentación} = 4$

En este caso, también encontrábamos dificultades para conseguir encontrar un rango de frecuencias en la que la antena estuviera adaptada. Los resultados obtenidos inicialmente con una longitud de la tira de alimentación de 67 milímetros, para la que obtuvimos buenos resultados de adaptación para otros casos estudiados son:

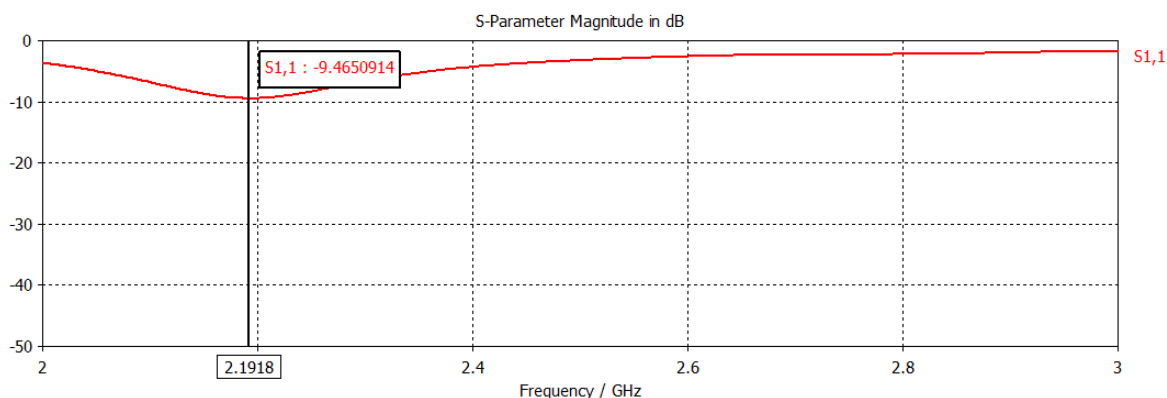


Figura 3.32.: Parámetro S_{11} del parche cuando la altura de la capa de la alimentación duplica la de la capa de la antena.

Modificamos para este caso el overlapping buscando mejorar el comportamiento de la antena.

Si realizamos simulaciones para distintos valores de overlapping, obtenemos las gráficas que observamos a continuación:

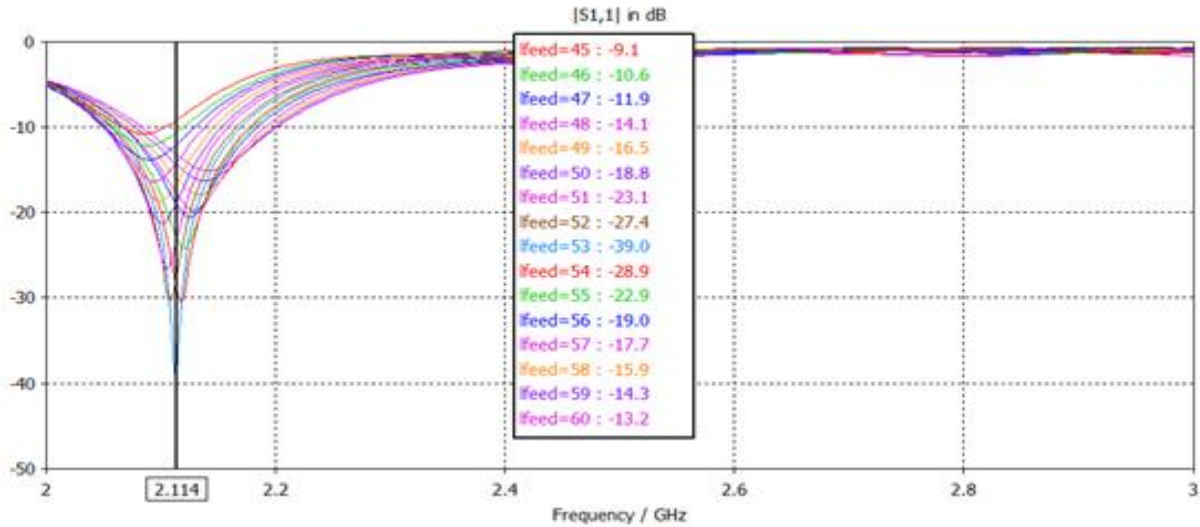


Figura 3.33.: Variación del parámetro S_{11} del parche a medida que modificamos el overlapping parche-alimentación cuando empleamos un material dieléctrico en la capa de la alimentación de permitividad $\epsilon_{r1} = 4.5$.

Los resultados obtenidos tras la simulación nos revelan que, para este caso, en el que duplicamos la altura del sustrato de la alimentación sin modificar la altura de la capa de la antena, los valores de overlapping necesarios para conseguir una buena adaptación son llamativamente bajos. Esto es así porque, al modificar la altura de la capa, hemos modificado la impedancia de la misma por un valor considerablemente mayor. El punto de la superficie del parche en el que se consigue la adaptación óptima, estará ahora más próximo a los extremos del mismo.

Cómo podemos observar para una frecuencia de 2,114 GHz conseguimos que la antena esté adaptada para valores de overlapping que van desde los 21,2 milímetros hasta los 38,2 milímetros. Es decir, al aumentar la altura del sustrato y aumentar la impedancia de la tira de alimentación, debemos reducir la longitud de la línea para que esté en contacto con puntos de mayor impedancia del parche.

A la vista de los resultados obtenidos, podemos concluir que:

- Existen dos longitudes de la línea de alimentación en un parche alimentado por acoplo por proximidad en los que se minimizan la potencia reflejada y que aparecen muy próximos entre sí en frecuencia. Estos longitudes son aquellas que se sitúan en los planos del parche en los que éste presenta una impedancia de 50Ω .
- Hay un rango amplio de valores de overlapping para los que la antena presenta un buen nivel de adaptación. Desde aproximadamente el punto medio del parche, hasta valores que rondan las tres cuartas partes de su longitud, se consigue que la antena esté adaptada.

- El máximo de adaptación suele conseguirse para valores de overlapping próximos a las dos terceras partes de la longitud del parche.
- La adaptación conseguida es mejor para sustratos dieléctricos de permitividades que no sean excesivamente altas, presentando el peor comportamiento para el caso de $\epsilon_{r1} = 4,5$ y mejorando bastante para el resto de permitividades estudiadas. Además el rango de valores de overlapping en los que el funcionamiento de la antena se puede considerar bueno es mayor para permitividades algo más pequeñas.
- En general, podemos considerar que la influencia de la permitividad del sustrato empleado, es considerable pero no determinante, pues las características siguen siendo buenas.

3.3 Resultados experimentales

A continuación, se muestran los resultados experimentales obtenidos tras la fabricación del prototipo realizado en simulación con el CST Microwave.

Se ha fabricado un prototipo:

- Un parche alimentado por acoplo por proximidad, construido en material de fibra de vidrio de permitividad 4,5 para la capa de la alimentación y material de espuma de permitividad próxima a 1 para la capa de la antena. Como material conductor se empleó cobre.

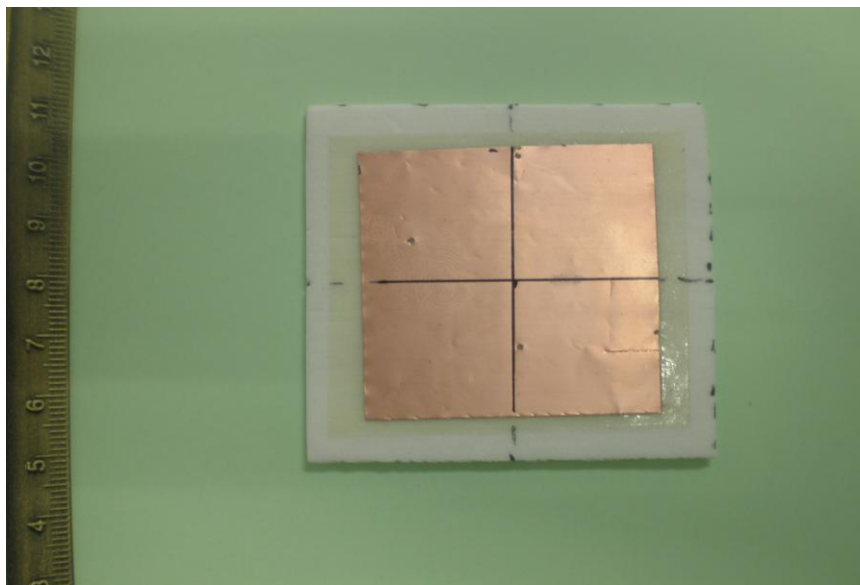


Figura 3.34.: Vista de la antena de parche excitada por acoplo por proximidad empleada para realizar las medidas experimentales

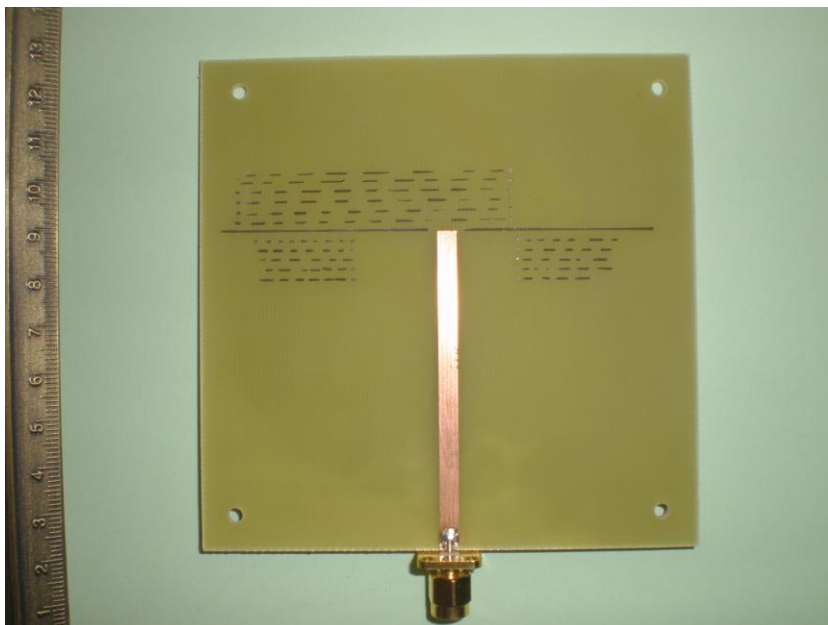


Figura 3.35.: Vista de la línea de alimentación de la antena de parche excitada por acoplo por proximidad empleada para realizar las medidas experimentales

Para observar en el laboratorio la influencia del overlapping parche-alimentación, se realizaron medidas del parámetro de reflexión, partiendo del punto medio del parche, (overlapping justo de 22,2 milímetros) se desplazó el parche respecto a la línea de alimentación hacia ambos lados, aumentado y disminuyendo el overlapping.

A continuación mostramos los resultados medidos en el laboratorio con el analizador de espectros, para el caso en el que partiendo del punto medio del parche, incrementamos el overlapping parche-alimentación progresivamente de 2 en 2 milímetros.

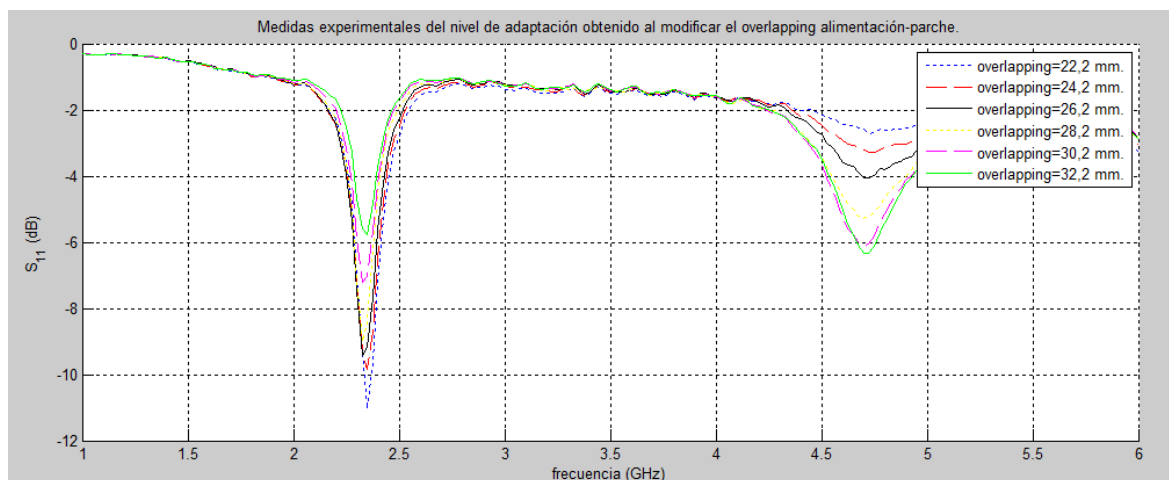


Figura 3.36.: Parámetro S_{11} medido experimentalmente en el laboratorio, al ir aumentando el overlapping desde su centro de 2 en 2 milímetros

Cómo ya estudiamos en las simulaciones realizadas, el punto óptimo de adaptación debe conseguirse en valores próximos a la mitad aunque ligeramente superiores.

A la vista de los resultados experimentales, se puede observar que efectivamente, el overlapping, presenta una influencia relevante en el nivel de adaptación, consiguiendo su punto óptimo para el valor de 26,2 milímetros, lo que supone un valor ligeramente por encima de la mitad del parche, tal y como cabía esperar tras los resultados obtenidos en las simulaciones.

Sin embargo, los niveles de adaptación conseguidos, distan bastante de los resultados simulados, siendo bastante inferiores.

En esta segunda gráfica se muestran los resultados obtenidos al ir reduciendo el overlapping alimentación-parche desde su punto central. Los resultados obtenidos, son similares al caso en el que aumentábamos el overlapping. El valor óptimo de adaptación se consigue para un overlapping de 16,2.

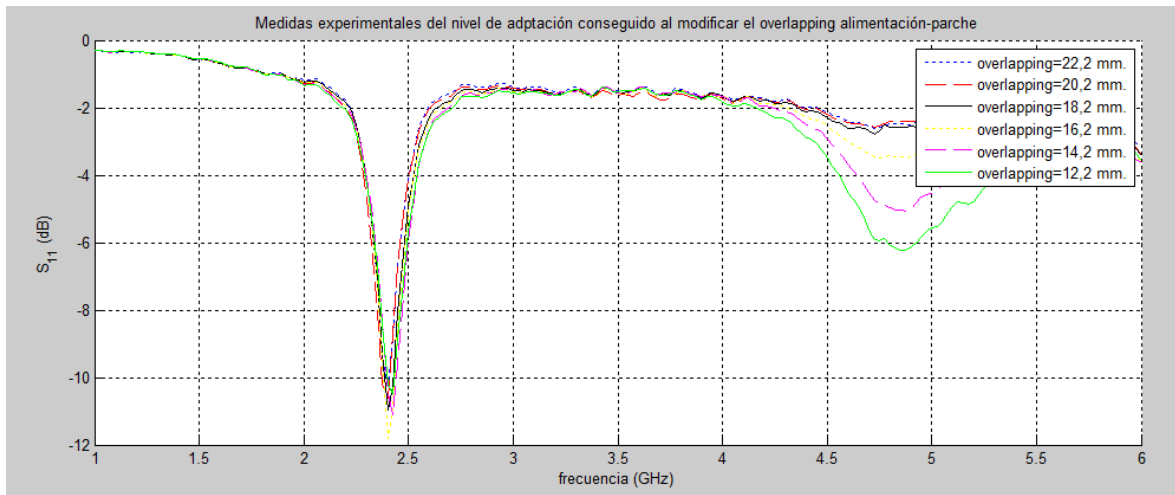


Figura 3.36.: *Parámetro S_{11} medido experimentalmente en el laboratorio, al ir disminuyendo el overlapping desde su centro de 2 en 2 milímetros*

Capítulo 4

Estudio de la curvatura del elemento aislado

4.1 Estudio de la curvatura de la antena

Uno de los principales puntos a tener en cuenta en el diseño de antenas textiles y que limitará en buena medida las prestaciones de nuestro sistema de comunicaciones, será el hecho de que nuestra antena irá integrada en una prenda. Esto supone unas circunstancias de funcionamiento lejanas a las ideales, ya que la antena radiará en presencia de capas textiles y del propio tejido corporal, además de estar sometido a las ondulaciones y arrugas propias de cualquier tejido, principalmente el situado en brazos y piernas.

En este capítulo curvaremos la antena, simulando las distintas posibilidades de colocación cuando ésta, se encuentre embebida en una prenda. La antena podrá estar colocada en diferentes partes del cuerpo humano, las más comunes son brazo, pierna, espalda y hombro, sin embargo la curvatura a la que estará sometida la antena dependerá de este factor y oscilará entre unos 80 y 140 milímetros de diámetro de curvatura.

Para realizar la simulación de estas situaciones, emplearemos el CST MWS y la metodología seguida, consistirá en curvar la antena capa a capa, sobre cilindros de distintos radios de curvatura.

Cabe esperar que las propiedades de la antena se modifiquen, dependiendo del radio de curvatura sobre el que se realice el conformado. Principalmente nos fijaremos en el grado de adaptación conseguido según nos desplazamos en frecuencia, así como la directividad y los diagramas de radiación en plano E y plano H.

Puesto que la antena irá integrada en prendas, los resultados obtenidos deberán corroborar el correcto funcionamiento del sistema, incluso ante situaciones de curvado del mismo. De lo contrario, el sistema quedará inservible para aplicaciones textiles.

A continuación mostramos el estudio realizado sobre el comportamiento de la antena excitada por acoplo por proximidad, cuando es conformada sobre una superficie curva de 40, 50 y 60 milímetros de radio de curvatura respectivamente.

Estas son las estructuras conformadas en Plano-H (figura (a)) y en Plano-E (figura (b)).

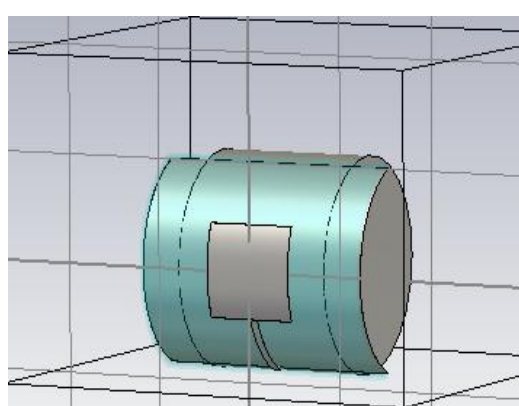
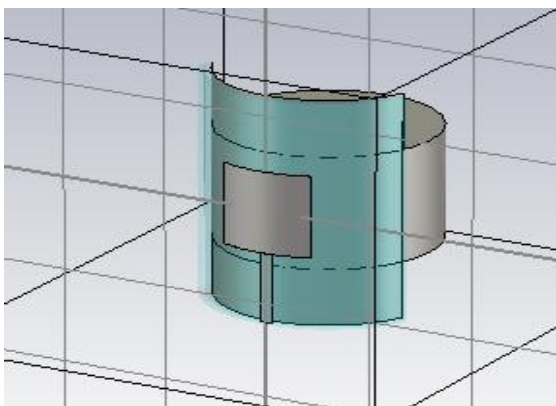
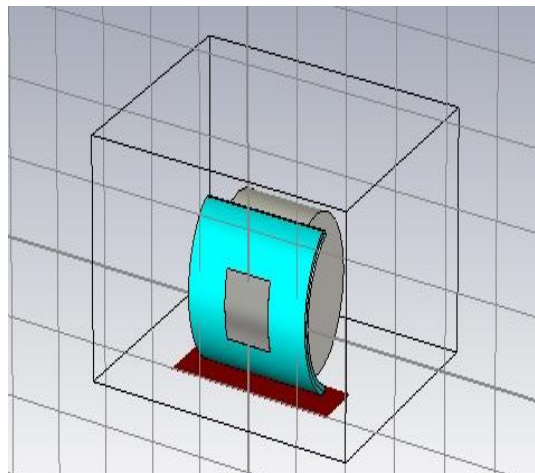
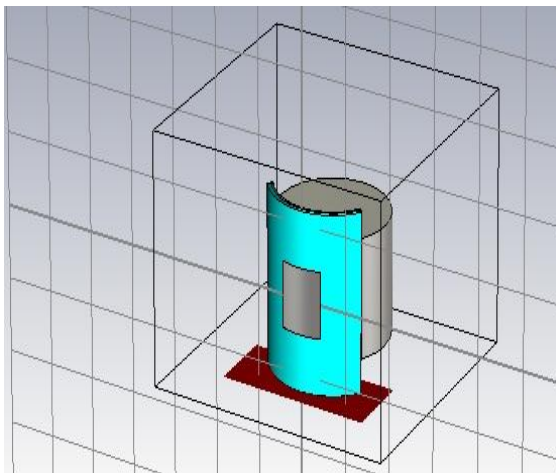


Figura 4.1 (a)
Antena conformada en plano H

Figura 4.1 (b)
Antena conformada en plano E

Conformaremos los modelos cuyas capas dieléctricas presentan el mismo grosor de 2 y 3 milímetros respectivamente. Además la permitividad para el dieléctrico de la capa de alimentación será de 4.5. Nos centraremos en estos casos ya que son los que mejores prestaciones ofrecían a tenor de los resultados obtenidos en el capítulo anterior.

4.1.1 Estudio de la curvatura en Plano H

El conformado de la estructura sobre un cilindro orientado según XY, permitirá el estudio de la curvatura de la estructura en plano H (Figura 4.1 (a)). Para realizar dicho modelo, el CST exige curvar una a una las capas que constituyen la antena, sobre un cilindro del que posteriormente modificaremos su radio de curvatura. Al conformar en plano H la estructura, observamos que la tira de alimentación queda situada paralela al plano de curvatura.

La curvatura en plano E, se realiza respecto al plano XZ, perpendicular a la tira de alimentación de la estructura, por lo que en principio, las características de radiación de la antena probablemente se vean más alteradas en este caso.

En primer lugar se estudió el conformado de la antena respecto al plano H con distintos radios de curvatura. Los resultados obtenidos respecto al parámetro S_{11} y en cuanto a directividad para las respectivas frecuencias de funcionamiento, se muestran a continuación mediante una tabla resumen y mediante las gráficas devueltas por el simulador:

$h_1 = h_2 = 2$ $\epsilon_r = 4,5$	S_{11} (dB)	Frecuencia (Ghz)	Directividad (dB)
R=40mm.	-25,2	2,27	7,03
R=50 mm.	-20,7	2,26	7,67
R=60 mm.	-21,9	2,28	8.05
Plano	-30	2,4	8.33

Tabla 4.1: Relación de los niveles de adaptación, frecuencias de trabajo y directividades conseguidas para distintos radios de conformado de la estructura en plano H y para el caso de que la estructura permanezca plana sin deformación alguna.

A continuación, mostramos una gráfica que reúne los parámetros de reflexión para distintos radios de curvatura de la estructura y para el caso en el que la antena permanece plana:

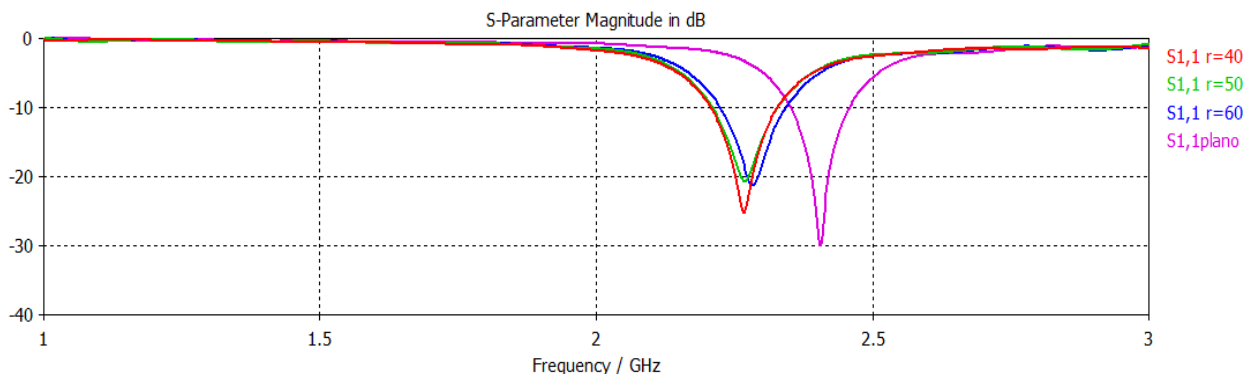


Figura 4.2: Parámetro S_{11} del parche para el caso en el que la estructura permanece plana y para los casos de distintos radios de conformado en plano H. En esta simulación, las capas de los dieléctricos eran de igual grosor y de valor 2 milímetros

Cuando curvamos la antena, se puede apreciar un pequeño desplazamiento en frecuencia, hacia frecuencias inferiores. La adaptación es peor que en el caso en el que la antena permanecía plana, sin embargo, a mayor radio de curvatura mejora ligeramente el nivel de adaptación, a diferencia de lo que en un principio podríamos creer.

Comparamos los diagramas de radiación en coordenadas polares, para el caso en el que la antena permanece plana y para el caso en el que la antena se conforma sobre un cilindro de radio 50 milímetros. Los mostramos a continuación:

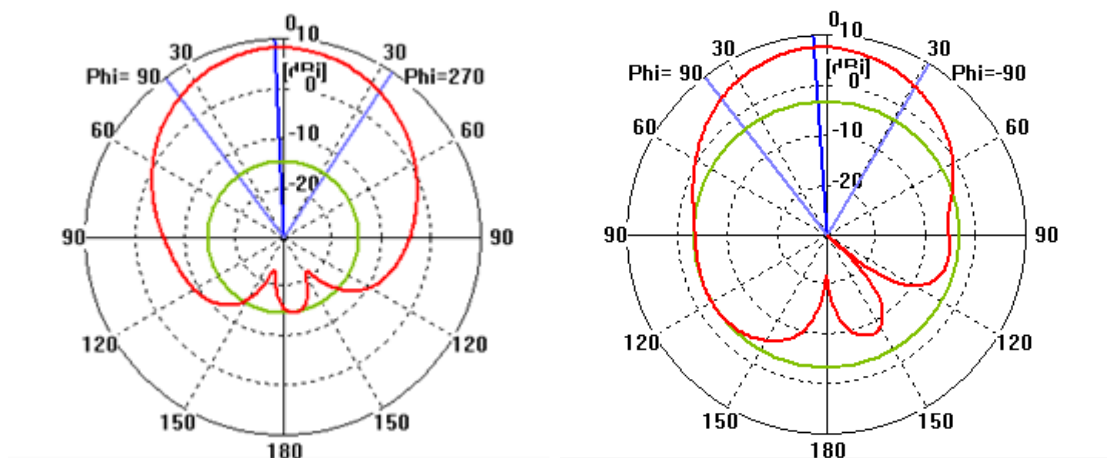


Figura 4.3.: Diagrama de radiación en coordenadas polares cuando las capas de los dieléctricos son de igual altura y de valor dos milímetros para los casos:

a) Antena plana

b) Antena conformada en plano $H r=50$

Como se puede observar, el diagrama de radiación se ve ligeramente modificado, empeora el SLL y disminuye la directividad, sin embargo el funcionamiento de la antena sigue siendo bueno, presentando unas características de radiación adecuadas.

Si representamos el diagrama de radiación sobre la estructura antes y después de realizar el curvado observamos:



Figura 4.4.: Diagrama de radiación de la antena sin conformar

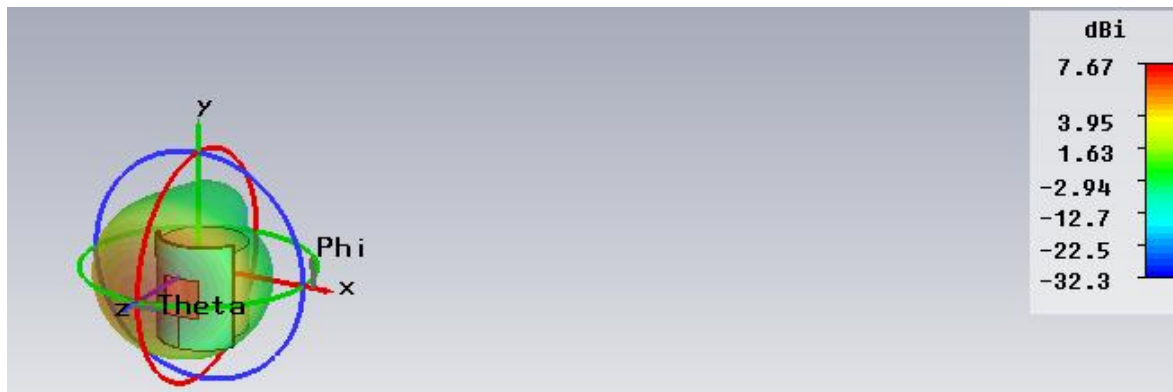


Figura 4.5.: Diagrama de radiación de la antena conformada sobre un cilindro de radio 50 milímetros:

Respecto al caso plano, la frecuencia de funcionamiento baja (en torno a 200 Mhz), sin embargo se mantiene sin variaciones significativas, para los tres radios de curvatura estudiados, para los que la frecuencia de trabajo es la misma.

El nivel de adaptación conseguido es en torno a 10 dB peor que en el caso en el que la estructura permanece plana, consiguiendo además mejores resultados para la curvatura máxima, en contra de lo que podríamos creer.

A continuación estudiaremos el caso en el que ambas capas presentan igual grosor, pero hemos incrementado ligeramente el mismo en 1 milímetro.

Adjuntamos una tabla con los distintos radios de curvatura sometidos a estudio junto con las directividades obtenidas, frecuencias de funcionamiento y nivel de adaptación conseguido.

$h_1 = h_2 = 3$ $\epsilon_r = 4,5$	S_{11} (dB)	Frecuencia (Ghz)	Directividad (dB)
R=40mm.	-37	2,27	6,93
R=50 mm.	-57	2,286	7.5
R=60 mm.	-30	2,28	7.97
Plano	-25	2,4	8.37

Tabla 4.2: Relación de los niveles de adaptación, frecuencias de trabajo y directividades conseguidas para distintos radios de conformado de la estructura en plano H y para el caso de que la estructura permanezca plana $h_1=h_2=3mm$.

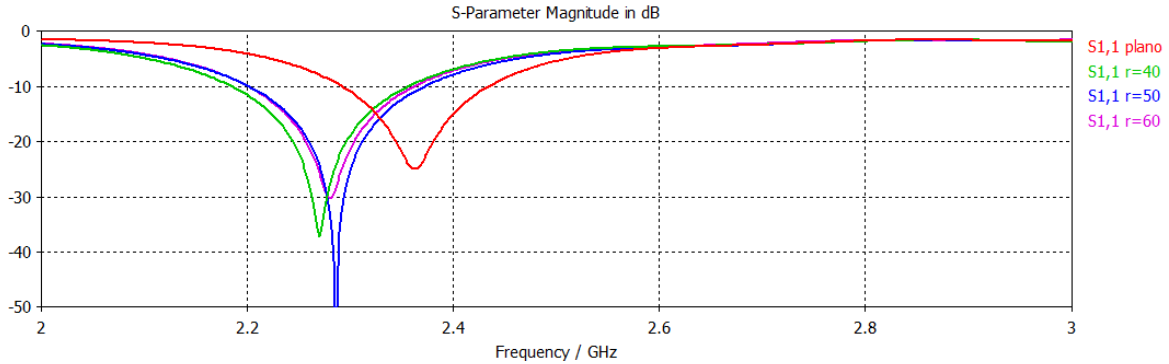


Figura 4.6: Parámetro S_{11} del parche para el caso en el que la estructura permanece plana y para los casos de distintos radios de conformado en plano H. Capas de los dieléctricos de igual grosor y de valor 3 milímetros

En cuanto a niveles de adaptación, podemos observar cómo, para el caso en el que las dos capas de dieléctrico poseen igual espesor de 3 milímetros, se consigue una mejor adaptación cuando la antena está curvada que cuando la antena permanece plana. Este resultado es distinto al obtenido para el caso en el que la altura de las capas dieléctricas era de 2 milímetros. El desplazamiento en frecuencia provocado al curvar la antena es similar al caso anterior.

A la vista de estos resultados, parece claro que la antena, a pesar de modificar sus propiedades, sigue presentando unas características adecuadas de radiación, para las principales necesidades que debe cumplir.

Para aplicaciones textiles, el espesor de 3 milímetros parece más adecuado, pues mejora la adaptación al curvarse.

El efecto de desplazamiento en frecuencia observado, puede hacer que ya no trabajemos en la banda deseada. Para evitar este efecto pernicioso, puede ser útil diseñar la antena trabajando a frecuencias algo superiores para qué, al curvar la estructura, el decremento de la frecuencia de funcionamiento no genere problemas al sistema.

A continuación, mostramos los diagramas de radiación en coordenadas polares para el caso plano y para el caso curvado:

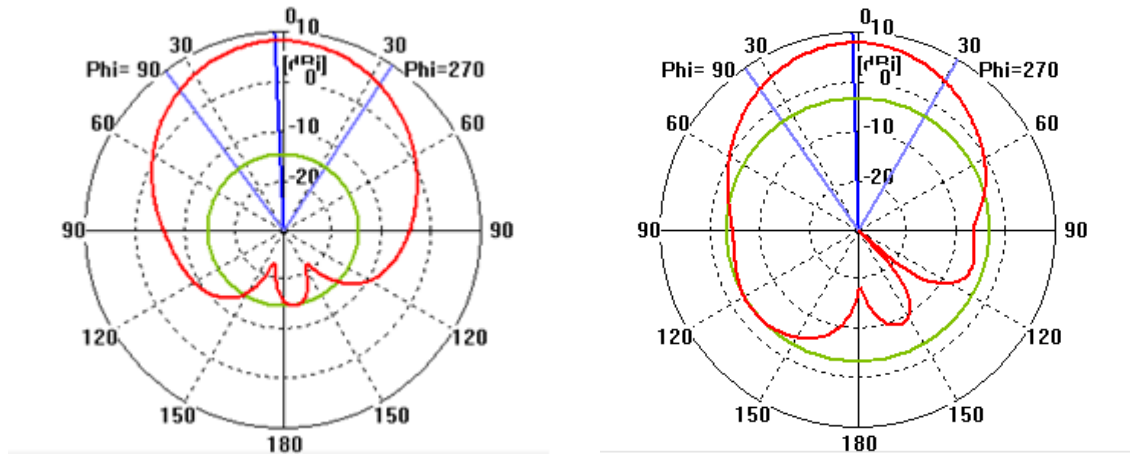


Figura 4.7.: Diagrama de radiación en coordenadas polares cuando las capas de los dieléctricos son de igual altura y de valor tres milímetros para los casos:

a) Antena plana

b) Antena conformada $r=50$

Cómo podemos observar, el diagrama de radiación en coordenadas polares, se ve ligeramente modificado. De nuevo el principal efecto, consiste en el incremento de los lóbulos secundarios así como una ligera disminución de la directividad.

Este efecto, para este tipo concreto de antenas destinadas a ser portadas por personas, es especialmente preocupante, ya que los niveles de radiación trasera deben ser lo más bajos posibles y éste será un parámetro crítico de diseño, que puede hacer la antena inservible para la aplicación concreta. Sin embargo, existen técnicas para minimizar dicha radiación, como las estructuras EBG o las superficies soft/hard, que aunque no son objeto de estudio de este trabajo, presentan multitud de aplicaciones orientadas en este sentido y que se pueden emplear para paliar estos efectos.

4.1.2 Estudio de la influencia del overlapping alimentación- parche en el nivel de adaptación para el caso de conformado de la antena en plano H

Una vez hemos realizado un análisis general de algunas situaciones de curvatura a las que puede estar sometido nuestro sistema, hemos observado que las características de radiación, a pesar de verse alteradas, siguen resultando válidas para actuar como elemento transmisor/receptor de un sistema de comunicaciones. A continuación, vamos a estudiar de qué manera podemos actuar sobre el overlapping (parche-línea de alimentación) del diseño, para optimizar la adaptación, dependiendo de dos factores: el radio de curvatura y las alturas de las capas dieléctricas.

Lo estudiaremos sobre los diseños que hemos curvado anteriormente.

Estas son las características del primer caso que vamos a someter a estudio:

Altura de la capa de alimentación $h1=2$	Altura de la capa de la antena $h2=2$	Permitividad de la capa de alimentación ϵ_r	Anchura de la línea de alimentación W_{feed}
2	2	4.5	3.7

Tabla 4.3.: Parámetros de diseño del parche cuyo conformado vamos a someter a estudio

En la tabla que se presenta a continuación, se muestra la variación del nivel de adaptación conseguido para distintos valores de overlapping, cuando la antena está sometida a distintos radios de curvatura. En la tabla, también se refleja los cambios de directividad conseguidos en el modelo y el desplazamiento en la frecuencia de trabajo como consecuencia de la modificación de la dimensión del parche que determina dicha frecuencia.

Lfeed	Overlapping (M)	M/L	S11 $r = 40$ f=2.238 D=7.76	S11 $r = 50$ f=2.256 D=8.05	S11 $r = 60$ f=2.276 D=8.23	S11 Plana f=2.4 D=8.89
55	17,2	0.387	9.21	10.97	10.19	11.97
56	18,2	0.413	10.23	12.32	11.37	13.1
57	19,2	0.436	11.39	13.9	12.74	13.84
58	20,2	0.459	12.83	15.99	14.38	14.82
59	21,2	0.482	14.35	18.39	16.25	15.99
60	22,2	0.5	16.32	21.89	18.81	17.21
61	23,2	0.527	18.67	27.97	22.18	18.48
62	24,2	0.55	22.09	53.73	28.2	19.79
63	25,2	0.573	28.3	28.021	44.42	22.57
64	26,2	0.595	48.47	22.48	28.91	25.57
65	27,2	0.62	29.37	18.91	22.64	27.78
66	28,2	0.64	22.66	17.79	18.94	34.91
67	29,2	0.66	19.39	16.88	16.67	42.14
68	30,2	0.686	17.08	16.03	14.91	51.3
69	31,2	0.71	15.084	15.21	13.33	26.59
70	32,2	0.73	13.68	14.5	12.16	24.19
71	33,2	0.754	12.11	13.73	10.84	20.2
72	34,2	0.777	11.13	13.13	10.09	18.84
73	35,2	0.8	10.28	12.59	9.22	17.22
74	36,2	0.822	9.32	12.08	8.38	14.7
75	37,2	0.845	8.67	11.43	7.79	13.13

Tabla 4.4.: Relación entre el overlapping y los niveles de adaptación conseguidos para el caso de que la estructura plana y para los casos de conformado sobre cilindros de radio 40,50 y 60 milímetros. En este caso ambos dieléctricos presentan igual grosor (2 mm.)

El nivel de directividad conseguido disminuye al conformar la antena sobre los distintos cilindros, sin embargo, dichos valores siguen siendo apropiados.

La frecuencia de resonancia se desplaza hacia frecuencias ligeramente inferiores, esto se produce porque al curvar la antena, la longitud que determina la frecuencia de resonancia se ve modificada, influyendo en la frecuencia de funcionamiento del elemento. Cuanto mayor es el curvado al que se somete a la antena, menor es la frecuencia a la que trabaja.

Veamos las gráficas devueltas por el simulador para el parámetro de reflexión, al modificar secuencialmente el overlapping entre los valores de la tabla resumen:

Radio de curvatura en plano H 40 milímetros: simulamos el comportamiento del diseño en el caso más desfavorable en el que trabajará la antena. Para ello, conformaremos la estructura sobre un cilindro de radio 40 milímetros, tratando de simular las condiciones de curvado a las que estará sometido, en caso de que el elemento vaya colocado sobre un brazo, adherido a una manga. En caso de que la antena esté posicionada sobre otra parte del cuerpo humano, la curvatura a la que estará sometido será menor.

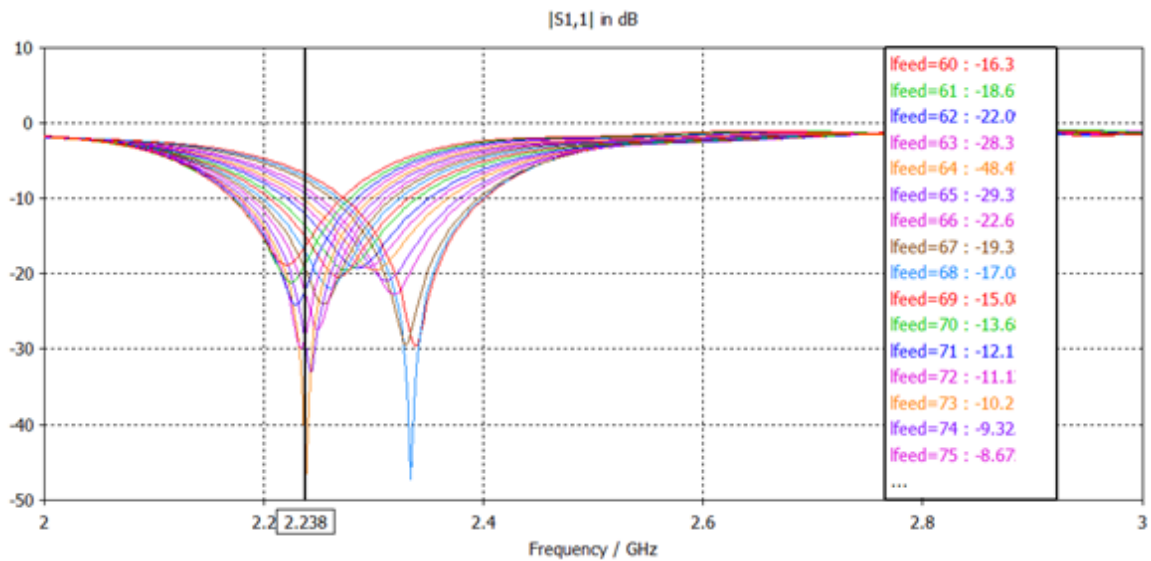


Figura 4.8.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 40 milímetros.

Nos aparecen dos valores de overlapping, que consiguen una adaptación óptima para distintas frecuencias de trabajo

A la frecuencia de 2.238GHz, primer punto de nivel óptimo de adaptación, el overlapping óptimo resulta ser de 26,4 milímetros sobre los 44,4 que mide el parche. La frecuencia de funcionamiento se ha visto ligeramente desplazada respecto de los 2,4 GHz iniciales, hacia frecuencias inferiores como ya vimos.:

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 64 - 60 + 22,2 = 26,2 \text{ mm.}$$

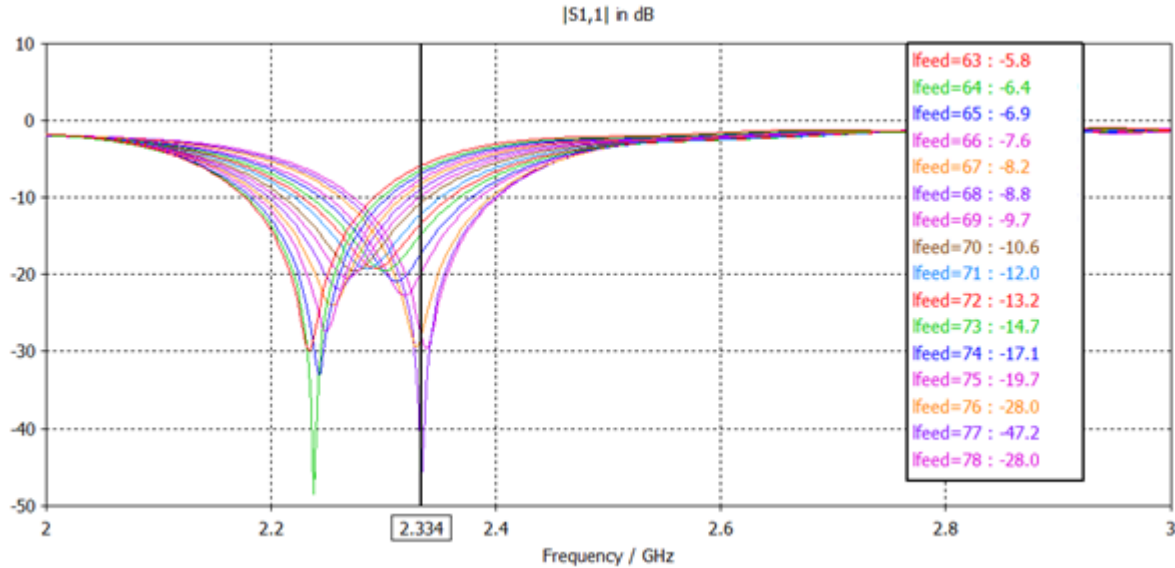


Figura 4.9.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 40 milímetros (frecuencia del segundo punto de adaptación óptimo).

A la frecuencia de 2.334GHz, segundo punto óptimo, el overlapping (parche-alimentación) es:

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 77 - 60 + 22,2 = 39,2 \text{ mm.}$$

Cómo se puede observar, el overlapping que produce una segunda frecuencia de adaptación óptima, está ahora bastante por encima de la mitad y próximo al extremo del parche.

Si comparamos los valores de overlapping que optimizan el nivel de adaptación en el caso de la antena conformada y en el caso de la antena plana, podemos ver que es ligeramente superior en el caso de la antena plana, aproximadamente en torno a 3 milímetros. Esto es así, porque al conformar la estructura, la impedancia que ve el modo fundamental que se propaga varía, viéndose modificado de la misma forma el punto en el que se consigue la adaptación óptima.

Además otro efecto que llama la atención, es la aparición de dos frecuencias de trabajo, que se consiguen moviendo la línea de alimentación sobre el parche. Recordemos que en el caso plano, al modificar el overlapping, todas las curvas quedaban próximas a un punto óptimo. Al curvar la estructura, la transición entre las curvas obtenidas para distintos valores de overlapping es suave, sin embargo mientras que en el caso plano había una única frecuencia de funcionamiento (pues todas las curvas estaban muy próximas en frecuencia), en el caso del parche curvado, aparecen dos.

Radio de curvatura en plano H de 50 milímetros: tratamos de simular el comportamiento del elemento cuando se coloque sobre una pierna y esté sometido a la curvatura propia de un elemento colocado adherido a un pantalón.

Los resultados obtenidos son:

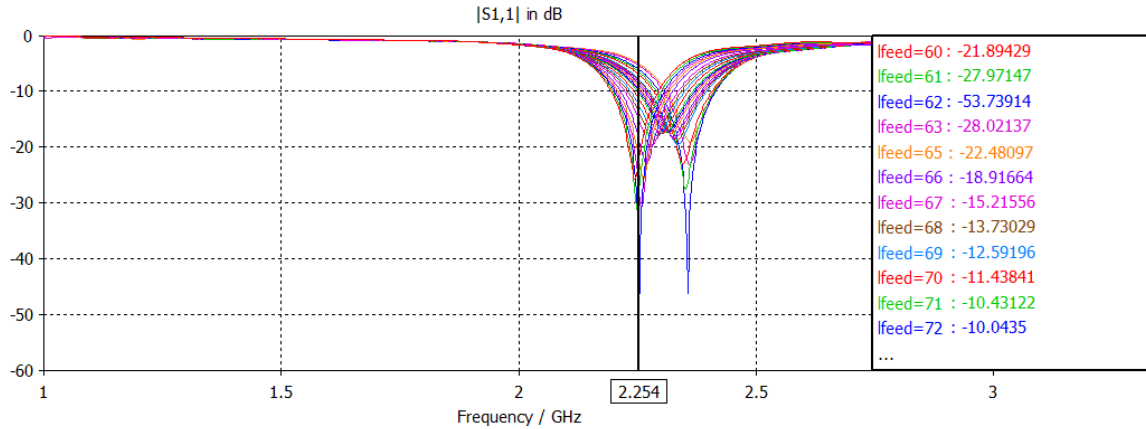


Figura 4.10.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 50 milímetros.

Como podemos observar, encontramos un pico de adaptación para la frecuencia de 2.254GHz, para el valor de overlapping que mostramos a continuación:

$$Overlapping = lfeed - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 62 - 60 + 22,2 = 24,2 \text{ mm.}$$

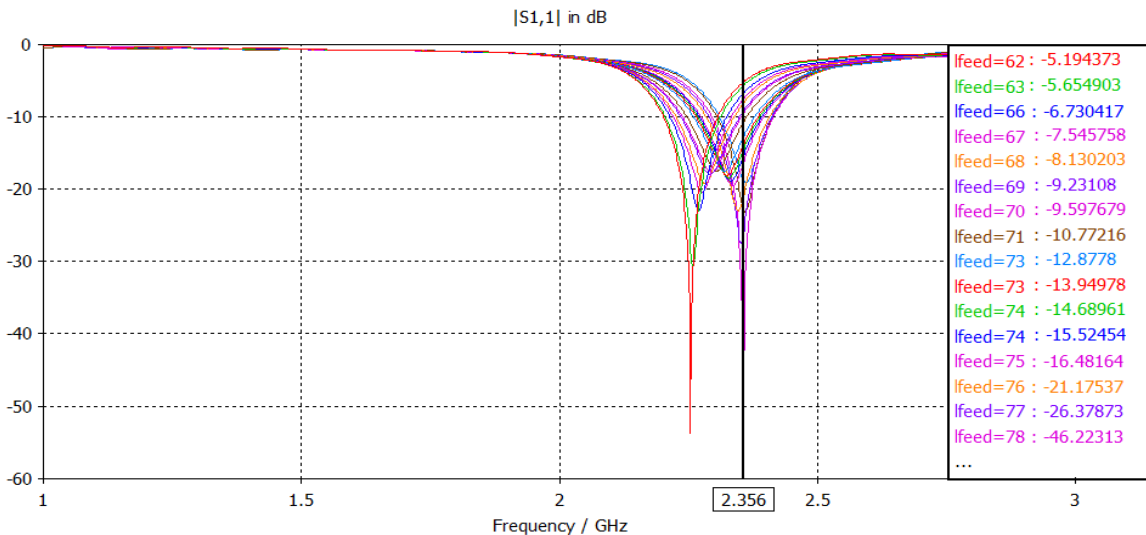


Figura 4.11.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 50 milímetros (2º óptimo).

El segundo óptimo de adaptación se produce para una frecuencia de 2,356GHz para un overlapping de valor:

$$Overlapping = lfeed - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 78 - 60 + 22,2 = 40,2 \text{ mm.}$$

Más adelante se adjuntará una tabla resumen que recoja los datos más relevantes obtenidos para cada radio de curvatura.

Radio de curvatura en plano H de 60 milímetros: mínimo curvado al que se someterá a la antena tratando de simular el comportamiento del elemento cuando se coloque sobre la espalda y que esté sometido a una curvatura suave.

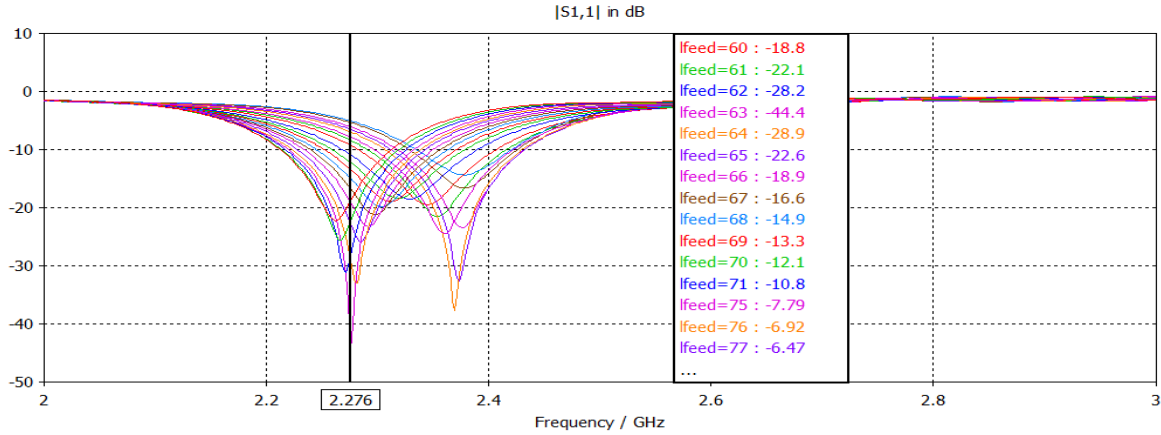


Figura 4.12.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 60 milímetros.

Para un radio de curvatura algo mayor el overlapping óptimo es:

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 63 - 60 + 22.2 = 25.2 \text{ mm.}$$

Está ligeramente por encima de la mitad de las dimensiones del parche.

Para el segundo punto óptimo tenemos

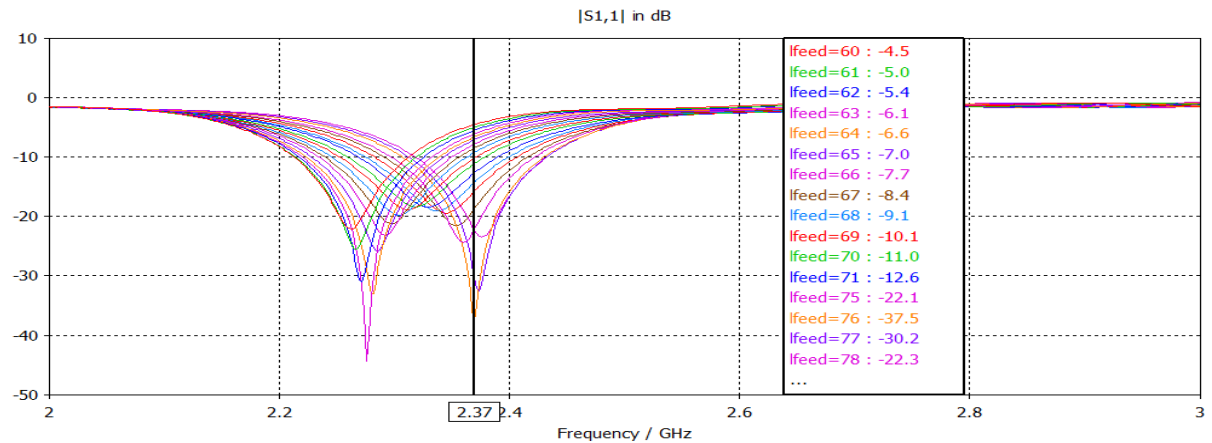


Figura 4.13.: Variación del parámetro S_{11} con el overlapping cuando conformamos la antena en plano H con radio 60 milímetros (2º óptimo).

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 77 - 60 + 22.2 = 39.2 \text{ mm.}$$

Veamos en una tabla resumen, los valores más relevantes obtenidos en los diseños curvados, frente al caso en el que la estructura permanecía plana para el caso en el que la capa de dieléctrico presenta un grosor de 2 milímetros:

	Overlapping óptimo (milímetros)	Nivel de adaptación conseguido (dB)	Frecuencia de funcionamiento (GHz)
Estructura plana	29,2	-30	2,404
Curvada plano H con r=40 mm. (2 puntos óptimos)	26,2	-48,4	2,238
Curvada plano H con r=50 mm. (2 puntos óptimos)	39,2	-47,2	2,334
Curvada plano H con r=60 mm. (2 puntos óptimos)	24,2	-53,7	2,254
Curvada plano H con r=50 mm. (2 puntos óptimos)	40,2	-46,2	2,356
Curvada plano H con r=60 mm. (2 puntos óptimos)	25,2	-44,4	2,276
Curvada plano H con r=60 mm. (2 puntos óptimos)	39,2	-30,2	2,37

Tabla 4.5.: Tabla comparativa de los valores de nivel de adaptación, frecuencia de trabajo y overlapping óptimo para el caso de la estructura plana y para distintos radios de curvatura

Se muestra a continuación una gráfica que relaciona el nivel de adaptación conseguido vs overlapping (alimentación-parche) y en la que también podemos observar ciertas características interesantes:

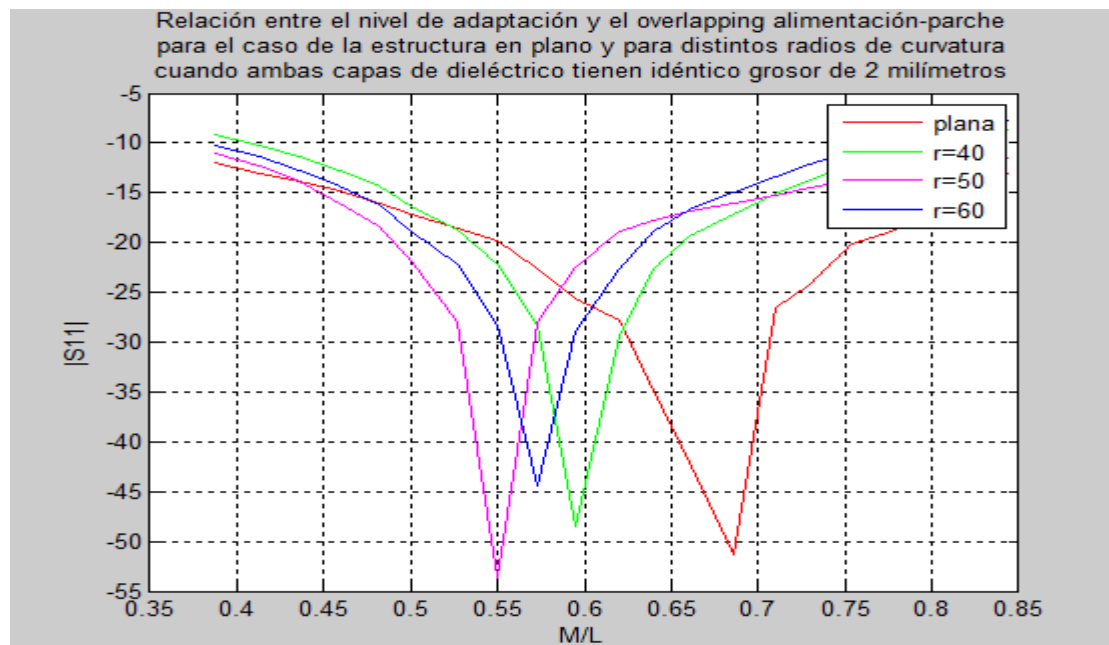


Figura 4.14.: Variación del parámetro S_{11} vs. Overlapping (línea de alimentación-parche) para distintos radios de conformado en plano H. Ambas capas de dieléctrico de idéntico espesor y de valor 2 milímetros.

El overlapping óptimo para los casos en los que la antena permanece curvada, es algo inferior al caso en el que la antena permanece plana. Esto puede deberse precisamente a la modificación

de la longitud eléctrica que hace que la impedancia que ve el modo principal que se genera sea algo inferior.

A continuación estudiamos el caso en el que ambas capas presentan idéntica altura pero ligeramente superior al caso anterior, en este caso las capas serán de altura 3 milímetros:

Altura de la capa de alimentación $h_1=2$	Altura de la capa de la antena $h_2=2$	Permitividad de la capa de alimentación ϵ_r	Anchura de la tira de alimentación W_{feed}
3	3	4.5	5.2

Tabla 4.6.: Parámetros de diseño de la antena plana cuyo conformado vamos a someter a estudio

Mostramos los resultados obtenidos tras las simulaciones con el CST para distintos radios de conformado al modificar el overlapping alimentación-parche.

Lfeed	Overlapping (M)	M/L	S11 $r = 40$ $f=2.268$ $D=7.77\text{dB}$	S11 $r = 50$ $f=2.31$ $D=7.8$	S11 $r = 60$ $f=2.32$ $D=7.92$	S11 Plana $f=2.37$ $D=9.01\text{dB}$
55	17,2	0.387	7.1	6.05	4.95	7.56
56	18,2	0.413	7.87	6.62	5.44	8.05
57	19,2	0.436	8.66	7.3	6.18	8.7
58	20,2	0.459	9.67	8.04	6.95	9.65
59	21,2	0.482	10.64	8.77	7.55	10.35
60	22,2	0.5	11.88	9.72	8.29	11.29
61	23,2	0.527	13.35	10.69	9.12	12.48
62	24,2	0.55	14.94	11.82	10.24	13.56
63	25,2	0.573	17.13	13.34	11.2	15.16
64	26,2	0.595	19.69	14.86	12.63	16.85
65	27,2	0.62	23.09	16.82	13.81	18.53
66	28,2	0.64	29.73	19.48	15.99	21.22
67	29,2	0.66	59.79	23.48	17.91	22.98
68	30,2	0.686	29.37	29.32	20.83	24.89
69	31,2	0.71	23.08	52.11	26.74	20.68
70	32,2	0.73	19.81	29.17	40.02	19.78
71	33,2	0.754	16.93	22.25	28.53	16.57
72	34,2	0.777	15.2	19.17	22.49	14.64
73	35,2	0.8	13.77	16.89	19.14	13.14
74	36,2	0.822	12.31	14.68	15.92	11.32
75	37,2	0.845	11.3	13.22	14.06	10.19

Tabla 4.7.: Relación entre el overlapping y los niveles de adaptación conseguidos para el caso de la estructura plana y para los casos de conformado sobre cilindros de radio 40,50 y 60mm.

A continuación mostramos los resultados obtenidos mediante la simulación en el CST:

Radio de curvatura en plano H de 40 milímetros:

De nuevo volvemos a realizar simulaciones para distintos radios de conformado para el caso en que ambas capas de dieléctrico presenten un espesor idéntico de valor 3 milímetros.

Comenzamos con el caso más desfavorable, en el que el radio de conformado es máximo. Mostramos a continuación el efecto del overlapping parche-alimentación, para el conformado del elemento en plano H sobre un cilindro de radio 40 milímetros.

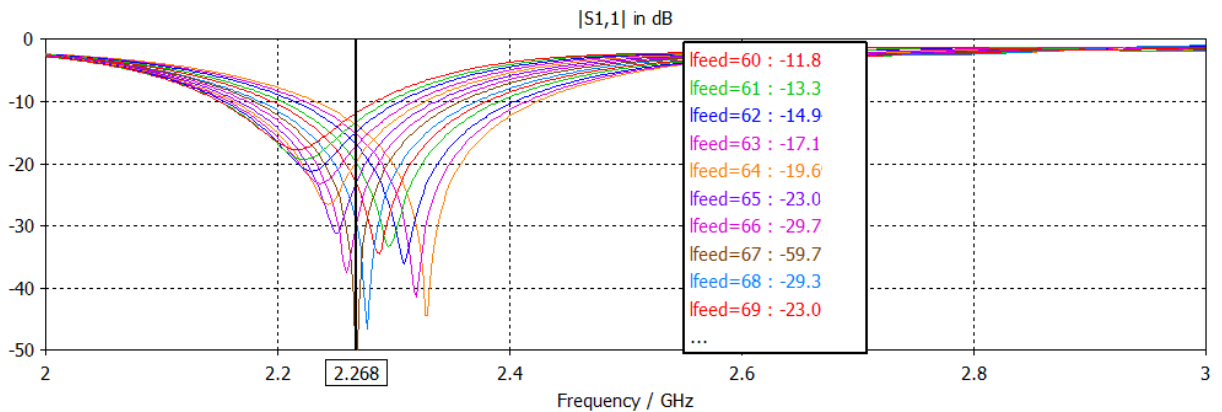


Figura 4.15.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 40 milímetros.

En este caso, como era de esperar, el overlapping necesario para conseguir un buen nivel de adaptación se ha visto modificado. En este caso la adaptación óptima se da para un overlapping de:

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 67 - 60 + 22.2 = 29.2 \text{ mm.}$$

Si comparamos este valor de overlapping, con el caso ya estudiado anteriormente en el que el elemento permanecía plano, observamos una ligera modificación del mismo. En el caso de la antena plana el overlapping necesario para alcanzar el nivel óptimo de adaptación era ligeramente mayor.

Veamos ahora la segunda frecuencia de resonancia que aparece y para qué valor de overlapping ocurre:

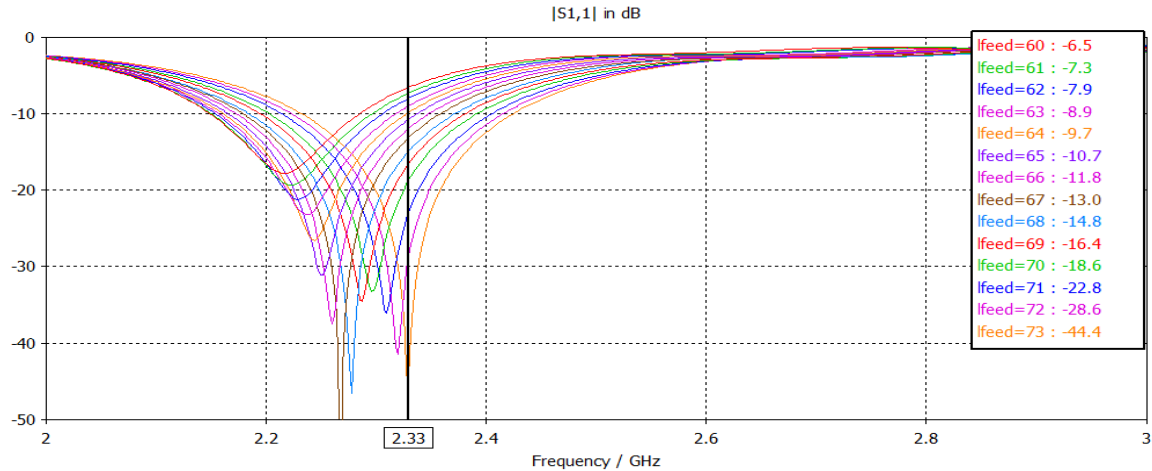


Figura 4.16.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 40 milímetros (2° óptimo).

De nuevo aparece un segundo punto de adaptación óptimo que se produce para un overlapping de:

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 73 - 60 + 22.2 = 35.2\text{mm.}$$

Radio de curvatura en plano H de 50 milímetros:

Conformamos ahora la antena sobre un cilindro de radio 50 milímetros sobre plano H. Los resultados obtenidos en el CST del nivel de adaptación, para distintos valores de overlapping los podemos ver en la siguiente gráfica.

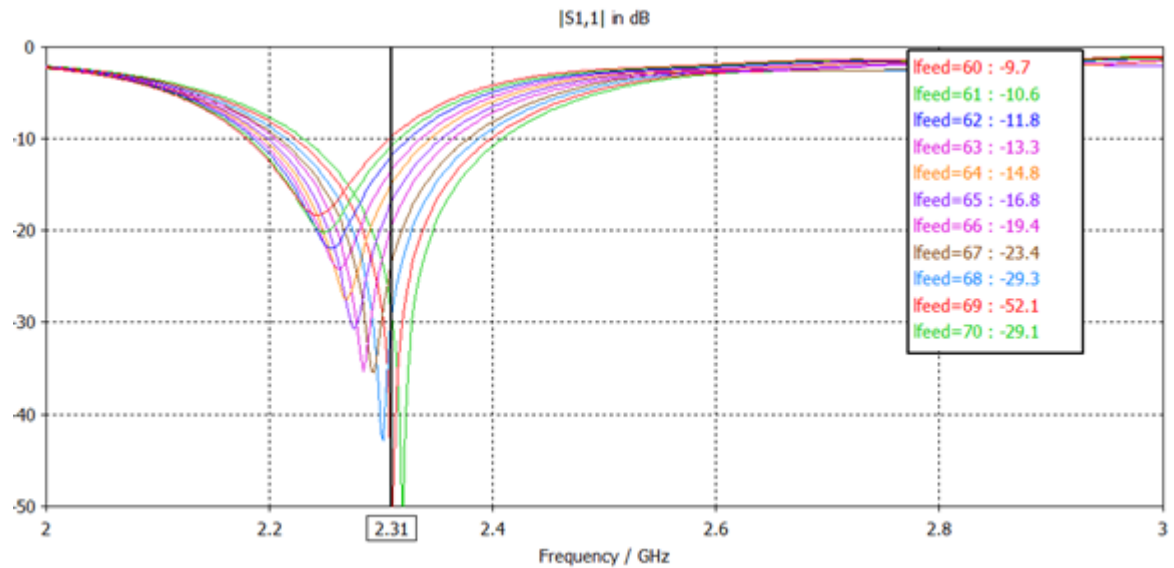


Figura 4.17.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 50 milímetros.

Para este caso, el overlapping parche-alimentación que maximiza el nivel de adaptación es de 31.2 milímetros sobre los 44.4 milímetros de longitud total del parche. En este caso, la tira de alimentación debe encontrarse superpuesta aproximadamente 3 cuartas partes de la dimensión total del parche para obtener un buen nivel de adaptación.

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 69 - 60 + 22.2 = 31.2 \text{ mm.}$$

Este valor, es superior al obtenido en el caso de la estructura plana en un par de milímetros. Al modificar la altura de la capa de alimentación, se incrementa la impedancia que ve el puerto y en consecuencia el overlapping necesario para optimizar el nivel de adaptación.

El segundo óptimo se da muy próximo al primero en frecuencia.

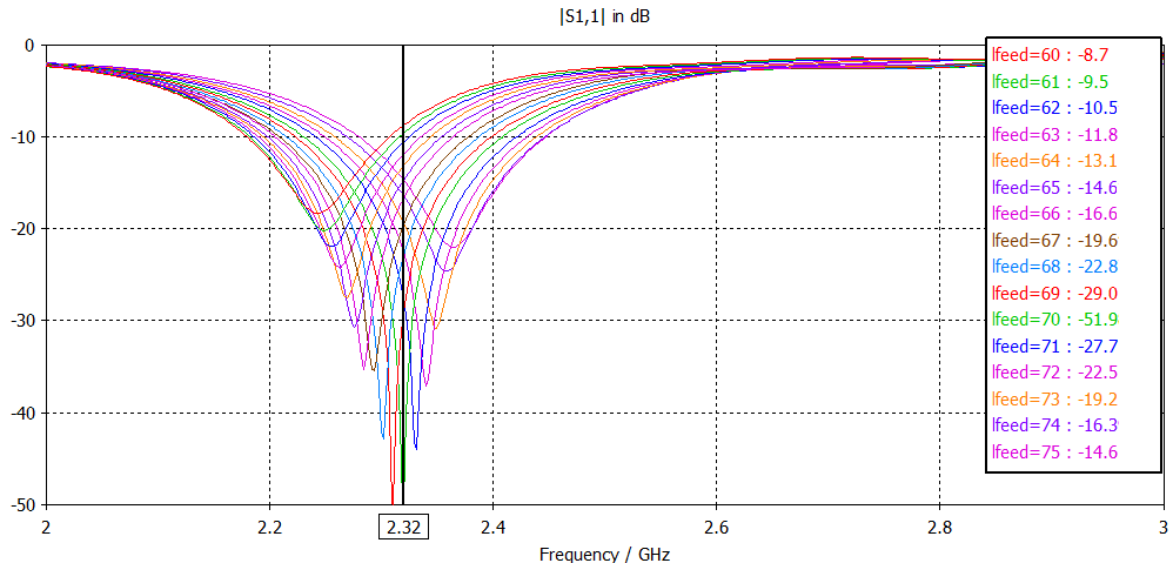


Figura 4.18.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 50 milímetros (2º óptimo).

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 70 - 60 + 22.2 = 32.2 \text{ mm.}$$

Radio de curvatura en plano H de 60 milímetros:

Por último, realizamos las simulaciones de cómo afecta el overlapping al nivel de adaptación en plano H para el caso en el que la curvatura del elemento es mínima:

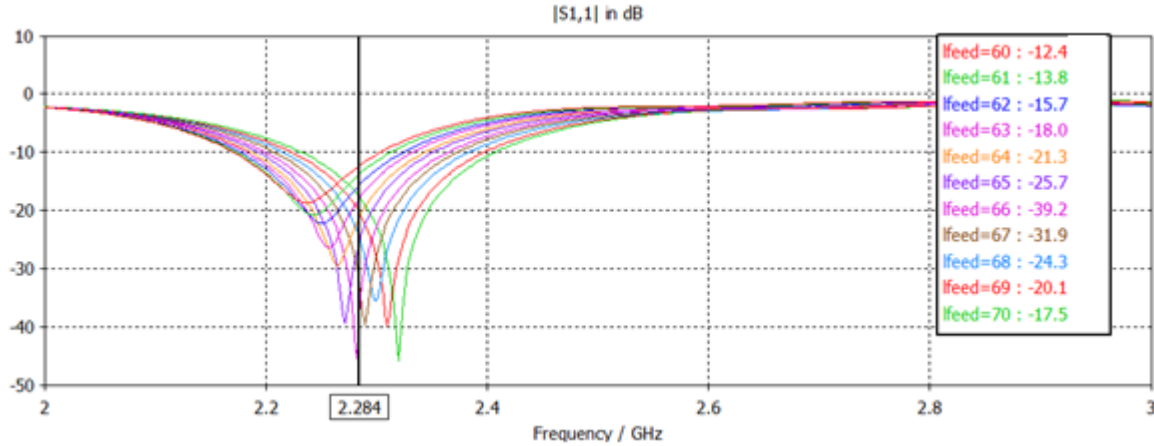


Figura 4.19.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 60 milímetros.

El primer óptimo se produce para:

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 66 - 60 + 22.2 = 28.2 \text{ mm.}$$

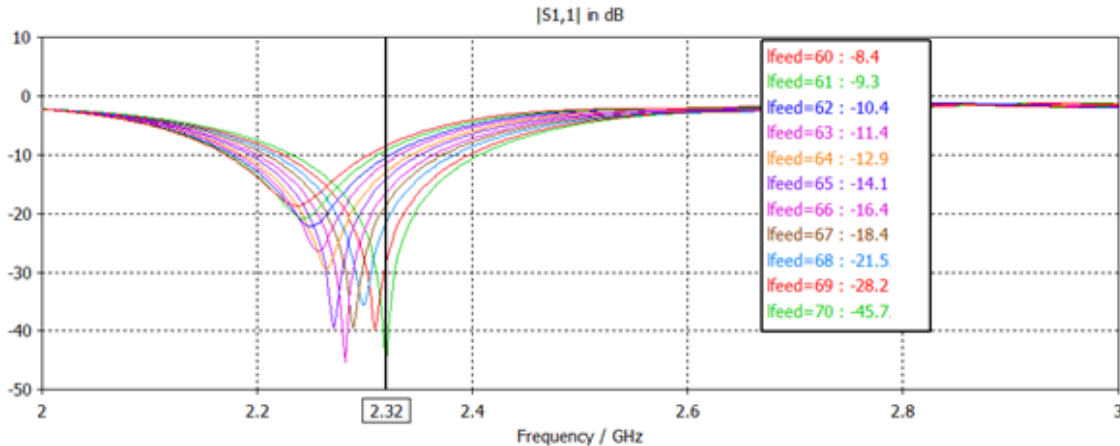


Figura 4.20.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano H sobre una superficie de 60 milímetros (2º óptimo).

En este caso, el overlapping que minimiza las pérdidas por reflexión es de 32,2 milímetros.

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 70 - 60 + 22.2 = 32.2 \text{ mm.}$$

Si comparamos los casos sometidos a estudio, con el caso de la estructura plana, encontramos la siguiente tabla resumen:

	Overlapping óptimo (mm.)	Nivel de adaptación conseguido (dB)	Frecuencia de funcionamiento (GHz)
Estructura plana ($h_1=h_2=2\text{mm.}$)	29,2	-30	2,404
Curvada plano H con $r=40\text{ mm.}$	26,2	-48,4	2,238
	39,2	-47,2	2,334
Curvada plano H con $r=50\text{ mm.}$	24,2	-53,7	2,254
	40,2	-46,2	2,356
Curvada plano H con $r=60\text{ mm.}$	25,2	-44,4	2,276
	39,2	-30,2	2,37
Estructura plana ($h_1=h_2=3\text{mm.}$)	30,2	-25	2,366
Curvada plano H con $r=40\text{ mm.}$	29,2	-59,79	2,268
	35,2	-44,4	2,33
Curvada plano H con $r=50\text{ mm.}$	31,2	-45,65	2,31
	32,2	-52	2,32
Curvada plano H con $r=60\text{ mm.}$	28,2	-39,22	2,284
	32,2	-45,7	2,32

Tabla 4.8.: Tabla resumen de los resultados obtenidos de frecuencia de trabajo, nivel de adaptación y overlapping óptimo, para los distintos casos de curvatura estudiados en plano H

A continuación mostramos una gráfica resumen de cómo afecta la curvatura al nivel de adaptación de la antena para distintos radios de curvatura y para distintos niveles de overlapping utilizando para su ello, el primer valor óptimo de adaptación devuelto por las simulaciones:

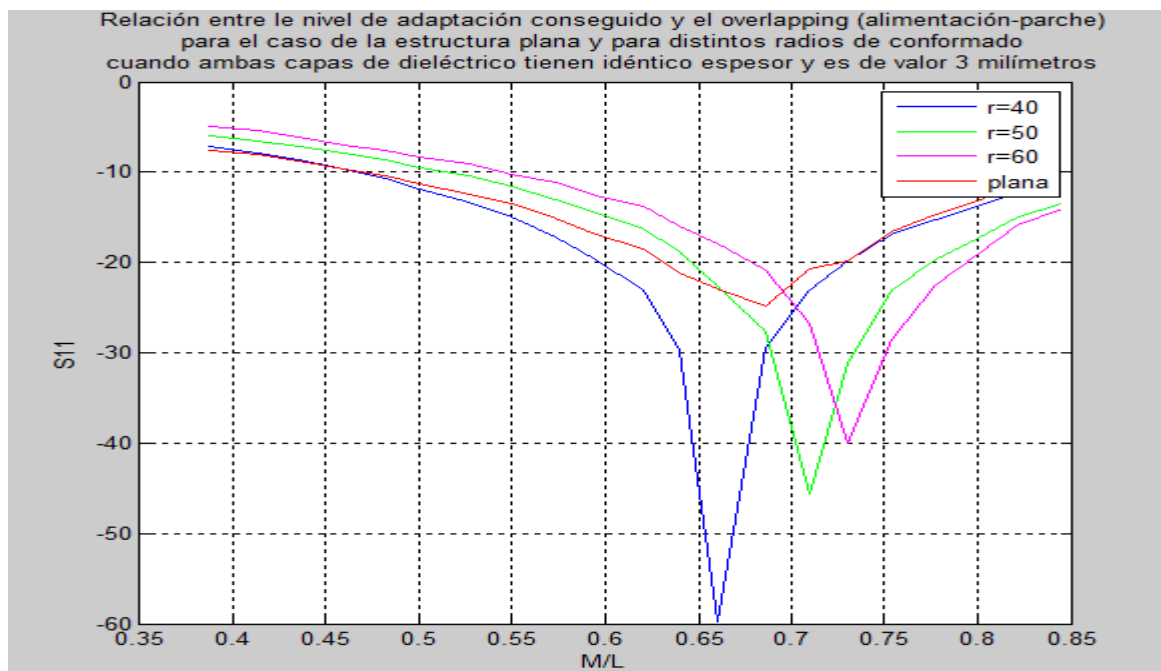


Figura 4.21.: Variación del parámetro S_{11} vs. Overlapping (línea de alimentación-parche) para distintos radios de conformado en plano H. ($h_1=h_2=3\text{mm.}$)

Para el caso en el que las capas de alimentación tienen un grosor de 3 milímetros vemos que la adaptación conseguida es mejor para los casos en los que la antena está curvada.

El overlapping que proporciona una adaptación óptima en este caso, es algo mayor para el caso de las antenas curvadas, frente al caso en el que la antena permanecía plana.

4.2.1 Estudio de la curvatura en Plano E

Para realizar el conformado de la estructura en plano E seguiremos un procedimiento similar al caso anterior. En este caso, el plano de conformado es el plano ZX, plano perpendicular al eje que contiene la alimentación del parche. A diferencia del conformado en plano H, en el que el software utilizado nos permitía utilizar puertos de guía de onda para excitar elemento, ya que la tira de alimentación permanecía en el mismo eje sobre el que se realizaba el conformado, cuando realizamos el conformado en plano E, el simulador no nos permite usar dicho tipo de puerto por lo que en este caso excitaremos la antena con un puerto discreto.

Cuando realizamos el conformado de la antena respecto al plano E con distintos radios de curvatura, obtenemos los siguientes parámetros S_{11} y las siguientes directividades para las respectivas frecuencias de funcionamiento:

$h_1 = h_2 = 2$ $\epsilon_r = 4, 5$	S_{11} (dB)	Frecuencia (GHz)	Directividad (dB)
R=40mm.	-15.4	2,282	7,48
R=50 mm.	-14.5	2,282	7,88
R=60 mm.	-11.03	2,282	8.14
Plano	-31.2	2,4	8.33

Tabla 4.9.: Tabla resumen de las frecuencias de funcionamiento, directividad y nivel de adaptación conseguidos al curvar la antena en plano E para distintos radios de curvatura ($h_{\text{alimentación}} = 2\text{mm.}$)

Estos valores los obtenemos para el diseño que presenta idéntica altura en las capas de dieléctrico y de valor 2 milímetros. A continuación mostramos los resultados gráficos:

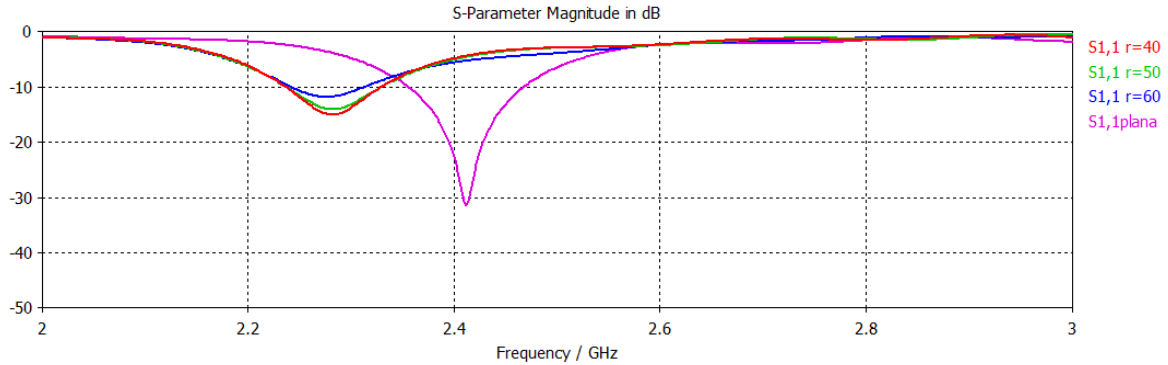


Figura 4.22.: Relación entre los niveles de adaptación conseguidos al conformar la antena en plano E, sobre cilindros de distintos radios de curvatura y para el caso de la estructura plana ($\epsilon_{\text{dieléctrico}} = 2$).

Cuando conformamos la antena en plano E sobre cilindros de distintos radios, podemos ver que hay un desplazamiento en frecuencia que es aproximadamente el mismo para todos los radios de curvatura estudiados. El funcionamiento de la antena curvada consigue visiblemente peores resultado en niveles de adaptación.

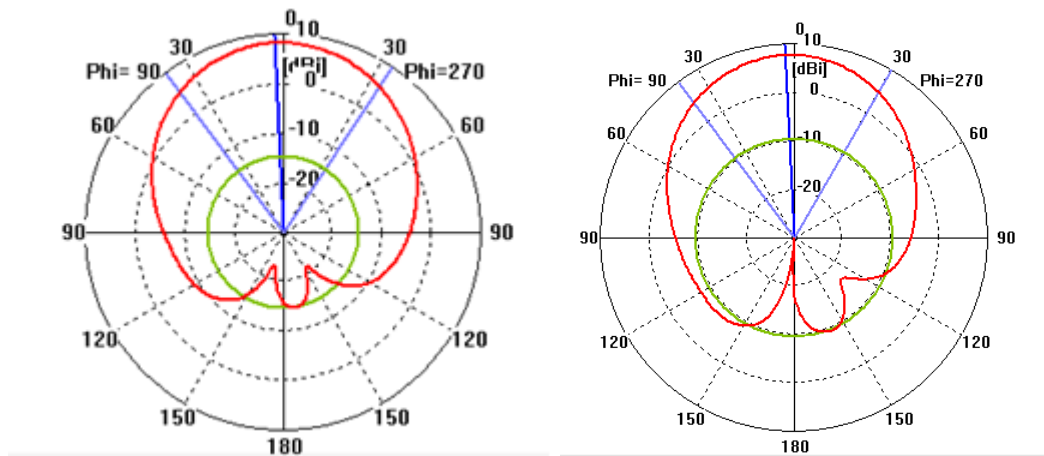


Figura 4.23.: Diagrama de radiación en coordenadas polares (plano E y $\phi=90$), para el caso en el que la antena permanece plana y cuando está curvada con un radio de 50 milímetros.

a) Antena plana

b) Antena conformada $r=50$

Cómo se puede observar, el diagrama de radiación se ve ligeramente alterado, empeora el SLL y disminuye la directividad, sin embargo el funcionamiento de la antena sigue siendo adecuado, aunque el nivel de adaptación ha empeorado considerablemente.

Presentamos la misma información para el caso en el que las capas dieléctricas presentan una altura de 3 milímetros:

$h_1 = h_2 = 3$ $\epsilon_r = 4, 5$	S_{11} (dB)	Frecuencia (GHz)	Directividad (dB)
R=40mm.	-16.17	2,332	7,38
R=50 mm.	-18.31	2,294	7,58
R=60 mm.	-20.31	2,27	8.07
Plano	-31.2	2,36	9.05

Tabla 4.10.: Tabla resumen de las frecuencias de funcionamiento, directividad y nivel de adaptación conseguidos al curvar la antena en plano E para distintos radios de curvatura ($h_{\text{alimentación}} = 3\text{mm.}$)

Estos valores los obtenemos para el diseño que presenta idéntica altura en las capas de dieléctrico y de valor 3 milímetros. A continuación mostramos los resultados gráficos:

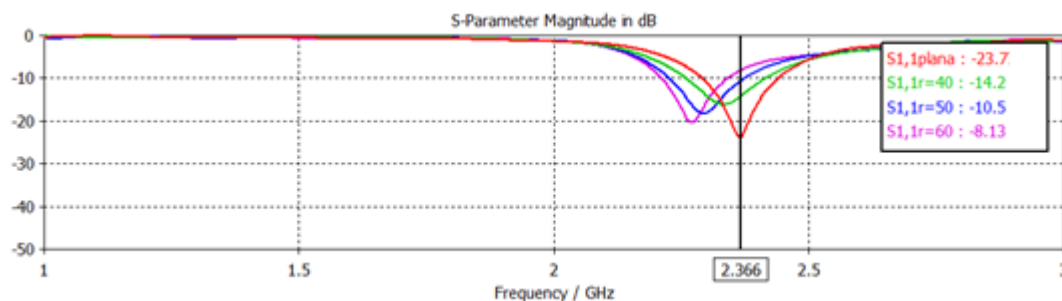


Figura 4.24.: Relación entre los niveles de adaptación conseguidos al conformar la antena en plano E, sobre cilindros de distintos radios de curvatura y para el caso de la estructura plana ($h_{\text{dieléctrico}} = 3$).

Cómo vemos el desplazamiento en frecuencia es progresivo para este caso, aunque no hay grandes saltos en frecuencia. El mayor desplazamiento sucede para el caso de menor curvatura. Los niveles de adaptación conseguidos siguen siendo aceptables, aunque han disminuido, especialmente para el caso de radio mínimo de conformado.

A continuación mostramos los diagramas de radiación obtenidos sobre las respectivas estructuras tanto plana cómo conformada en plano E.



Figura 4.25.: Diagrama de radiación de la estructura plana

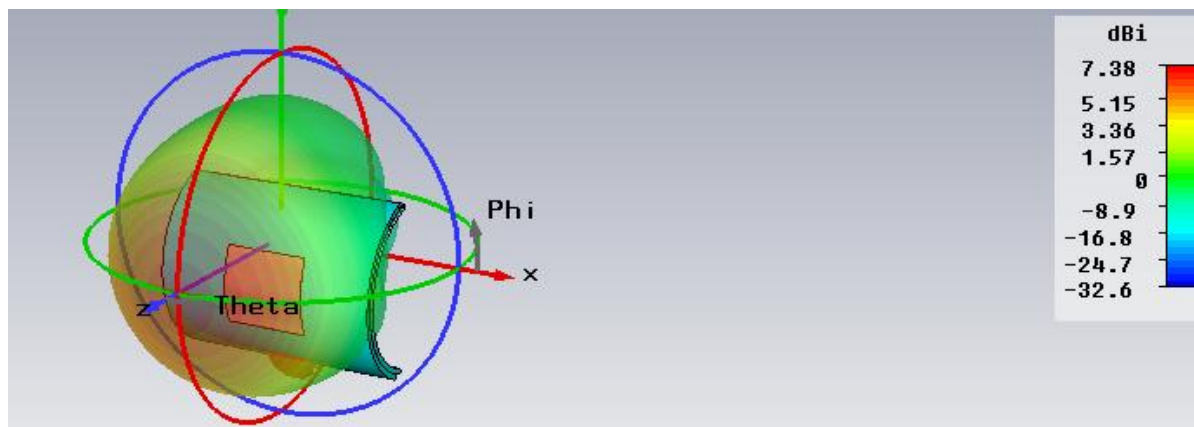


Figura 4.26.: Diagrama de radiación del elemento conformado sobre un cilindro de radio 50 milímetros

Como podemos observar, tras el conformado en plano E, el elemento sigue radiando de modo broadside y la directividad, a pesar de haber disminuido, sigue teniendo valores dentro de lo habitual para un parche

A la vista de los resultados, parece claro que el funcionamiento de la antenna cuando se curva en plano E es peor, ya que el nivel de adaptación conseguido es considerablemente inferior. La influencia sobre las características de radiación de la antenna al curvar sobre dicho plano, es similar para los distintos radios de curvatura, sin llegar a afectar a ninguna propiedad lo suficiente como para hacer la antenna inservible.

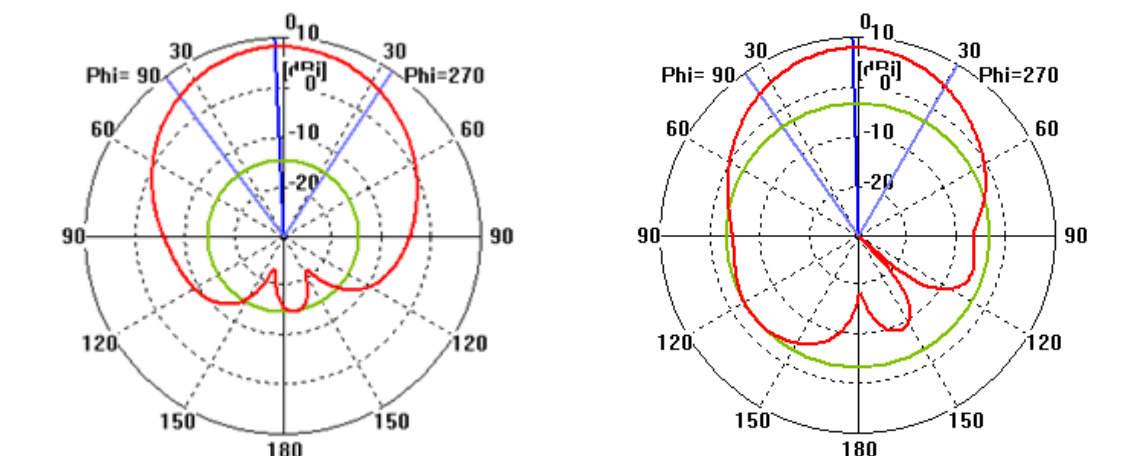


Figura 4.27.: Diagrama de radiación en coordenadas polares para el caso de la antenna sin curvar y curvada sobre un cilindro de radio 50 mm.

a) Antena plana

b) Antena conformada $r=50$

4.2.2 Estudio de la influencia del overlapping alimentación-parche en el nivel de adaptación para el caso de conformado de la antena en plano E.

Cómo ya realizamos para el caso de estudio anterior, únicamente nos centraremos en simular el comportamiento de aquellos modelos que a tenor de los resultados obtenidos en el capítulo 4 de este proyecto, resultaron presentar los mejores resultados. Estos casos se resumen en los modelos en los que las capas dieléctricas presentaban idéntico espesor. Empezaremos estudiando el conformado en plano E para el caso de que la altura de las capas dieléctricas del elemento sea de 2 milímetros.

h1=2	h2=2	ϵ_r	Wfeed
2	2	4.5	3.7

Tabla 4.11.: Características del modelo sometido a estudio para ver la influencia del overlapping sobre la adaptación para una antena curvada en plano H

Realizamos numerosas simulaciones en el CST para distintos radios de conformado de la antena, variando el parámetro de overlapping alimentación-parche obteniendo los resultados que resumimos a continuación:

Lfeed	Overlapping (M)	M/L	S11 $r = 40$ f=2.262 D=7.83dB	S11 $r = 50$ f=2.264 D=7.87	S11 $r = 60$ f=2.262 D=7.92	S11 Plana f=2.36 D=9.01dB
55	17,2	0.387	12.45	11.75	11.67	8.7
56	18,2	0.413	14.2	15.46	14.89	9.56
57	19,2	0.436	18.6	17.9	16.3	10.2
58	20,2	0.459	21.8	20.4	18.4	12.8
59	21,2	0.482	24.8	22.1	19.3	15.3
60	22,2	0.5	27.6	23.6	21.7	17.49
61	23,2	0.527	47	44.31	39.23	18.48
62	24,2	0.55	29.2	26.31	30.5	19.79
63	25,2	0.573	23.5	22.39	23.83	22.57
64	26,2	0.595	19.3	18.27	17.82	25.57
65	27,2	0.62	17.7	13.89	14.17	27.78
66	28,2	0.64	14.4	13.35	13.23	34.91
67	29,2	0.66	13.8	12.93	11.32	42.14
68	30,2	0.686	11.5	10.77	10.12	51.3
69	31,2	0.71	9.7	9.69	8.5	26.59
70	32,2	0.73	8.2	8.76	7.7	24.19
71	33,2	0.754	7.3	7.78	6.82	20.2
72	34,2	0.777	6.5	6.09	5.47	18.84
73	35,2	0.8	6.2	6.47	5.21	17.22
74	36,2	0.822	4.7	5.18	4.58	14.7
75	37,2	0.845	2.95	4.81	2.26	13.13

Tabla 4.12.: Relación entre el overlapping y los niveles de adaptación conseguidos para el caso de la estructura plana y para los casos de conformado en plano E sobre cilindros de radio 40,50 y 60mm. (h1=h2=2mm.)

Veamos gráficamente, para cada uno de los casos de conformado, cómo afecta el overlapping al nivel de adaptación.

Radio de conformado en plano E de 40 milímetros:

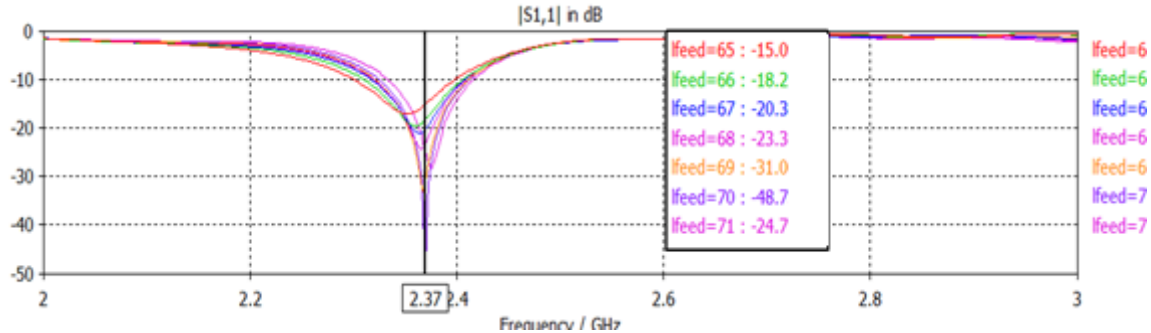


Figura 4.28.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 40 milímetros ($h=2\text{mm}$.)

Para este caso, el overlapping que minimiza las pérdidas de reflexión es de 32,2 milímetros, valor ligeramente superior al mismo caso estudiado anteriormente en el que el conformado se realizaba en plano H.

$$\text{Overlapping} = l_{\text{feed}} - \frac{L_{\text{Plano}}}{2} + \frac{L}{2} = 70 - 60 + 22.2 = 32.2\text{mm}.$$

Como podemos observar, la transición en este caso para las curvas devueltas por el simulador al modificar el overlapping de 1 milímetro en 1 milímetro, no es suave. Los saltos en el nivel de adaptación, son más pronunciados en el entorno de punto óptimo. El parche responde peor a la influencia del overlapping en el nivel de adaptación cuando se curva en plano E que cuando se hace en plano H.

Radio de conformado en plano E de 50 milímetros:

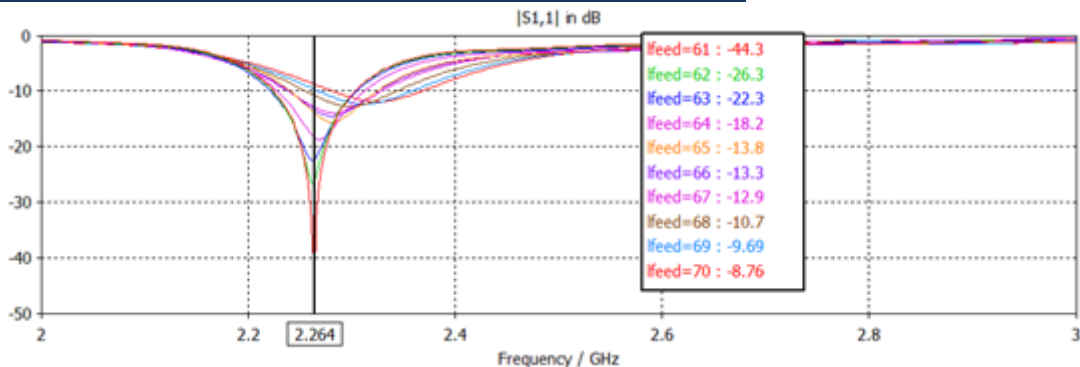


Figura 4.29.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 50 milímetros ($h=2\text{mm}$.)

Para $r=50$ milímetros el valor de overlapping que minimiza las pérdidas por reflexión es:

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 61 - 60 + 22.2 = 23.2 \text{ mm.}$$

Radio de conformado en plano E de 60 milímetros:

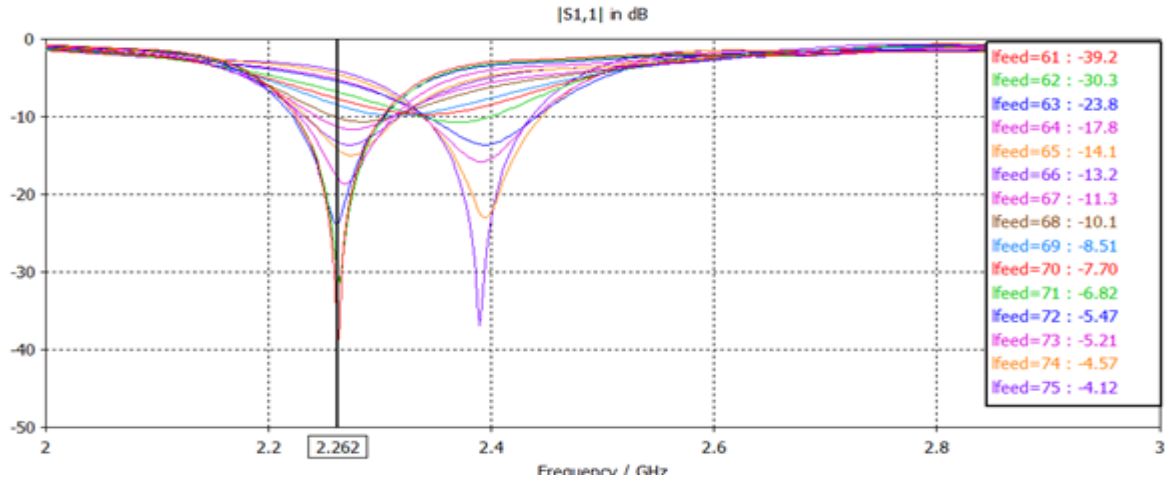


Figura 4.30.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 60 milímetros ($h=2\text{mm.}$).

En este caso, se vuelven a apreciar dos óptimos de adaptación para dos frecuencias distintas. La razón de por qué no se han observado estas dos frecuencias para los casos de curvatura de 40 y 50 milímetros de radio estudiados anteriormente, tiene una sencilla explicación. El segundo óptimo, aparece para valores de overlapping próximos al máximo. En las simulaciones anteriores mostradas, no se han hecho tantas iteraciones, se ha llegado hasta un valor de l_{feed} de 70 milímetros (overlapping de 32,2mm.), si continuásemos iterando para valores de overlapping mayores, obtendríamos el valor de dicho segundo punto óptimo de adaptación.

El primer mínimo de S_{11} (2,262 GHz.) se consigue para un valor de overlapping de:

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 61 - 60 + 22.2 = 23.2 \text{ mm.}$$

El segundo mínimo de S_{11} (imagen de abajo, a 2,39GHz.) se consigue para un valor de overlapping de:

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 75 - 60 + 22.2 = 37.2 \text{ mm}$$

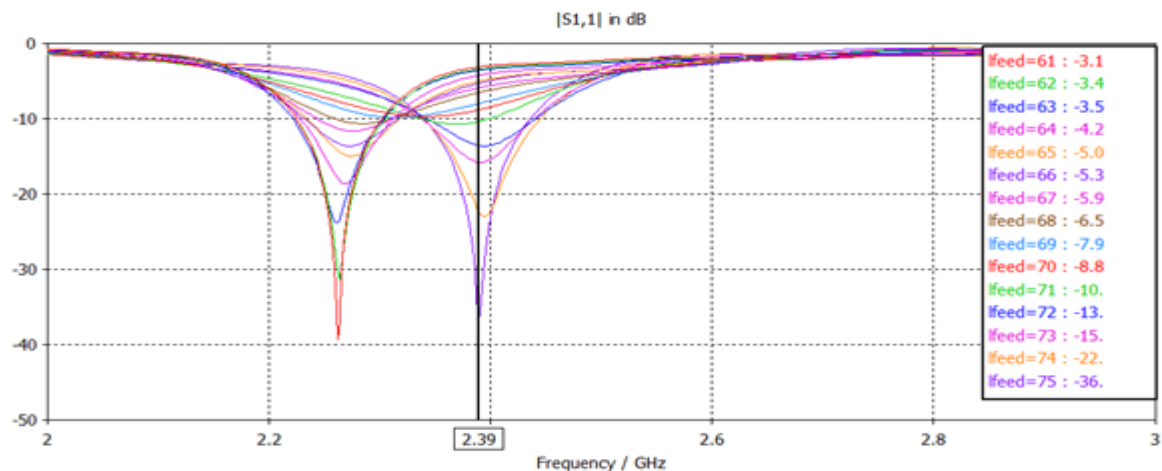


Figura 4.31.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 60 milímetros ($h=2\text{mm.}$).

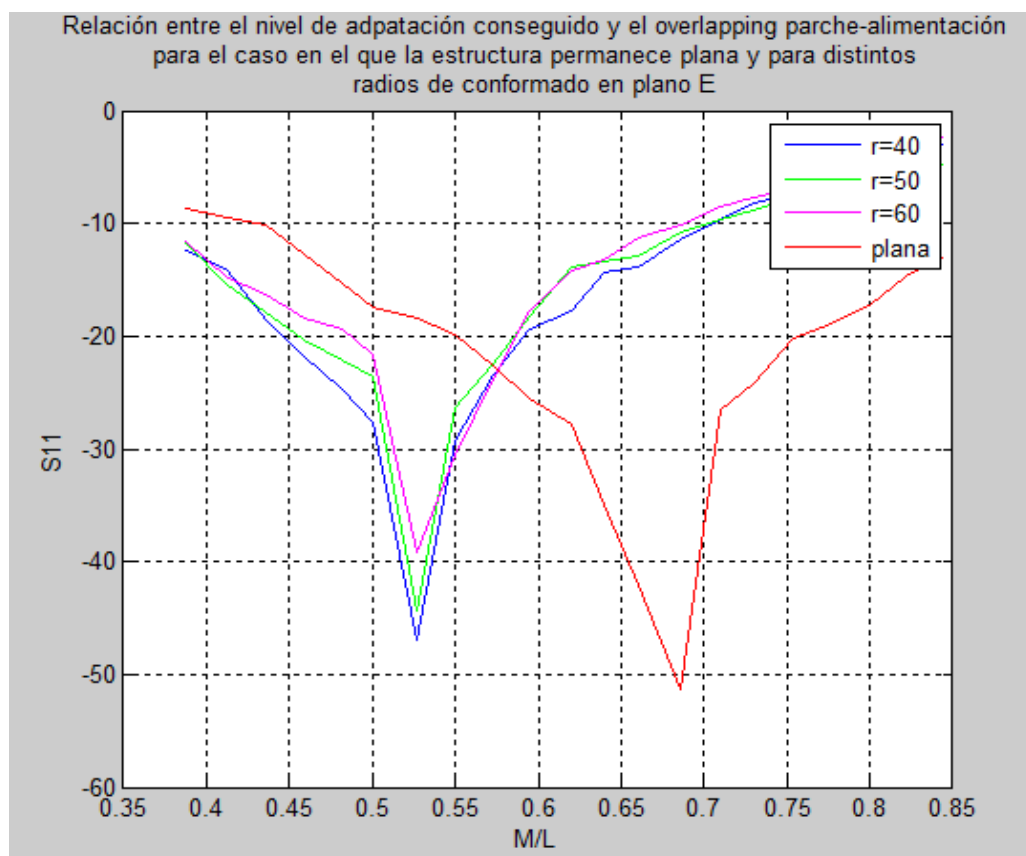


Figura 4.32.: Relación entre el nivel de adaptación conseguido para distintos radios de conformado de la estructura en plano E y para el caso de la estructura plana cuando las alturas de las capas dieléctricas son iguales y de valor 2 milímetros

Análisis del efecto de la curvatura en parches alimentados por proximidad

Por último, estudiaremos el conformado en plano E para el caso de que la altura de las capas dieléctricas del elemento sea de 3 milímetros.

h1=2	h2=2	ϵ_r	Wfeed
3	3	4.5	5.6

Realizamos numerosas simulaciones en el CST para distintos radios de conformado de la antena, variando el parámetro de overlapping alimentación-parche obteniendo los resultados que resumimos a continuación:

Lfeed	Overlapping (M)	M/L	S11 $r = 40$ f=2.282 D=7.38dB	S11 $r = 50$ f=2.272 D=7.58	S11 $r = 60$ f=2.26 D=8.07	S11 Plana f=2.37 D=9.01dB
55	17,2	0.387	12.2	7.3	8.2	7.7
56	18,2	0.413	14.2	9.1	9.5	8.22
57	19,2	0.436	15.9	10.2	11.4	8.89
58	20,2	0.459	18.3	12.8	13.2	9.85
59	21,2	0.482	22.6	15.8	14.3	10.58
60	22,2	0.5	31.7	17.3	15.9	11.54
61	23,2	0.527	48.07	21.7	17.38	12.76
62	24,2	0.55	34.01	26.25	20.01	13.9
63	25,2	0.573	22.72	42.11	23.22	15.53
64	26,2	0.595	19.92	29.93	32.26	17.35
65	27,2	0.62	16.47	21.64	36.12	19.03
66	28,2	0.64	13.5	18.27	23.87	21.83
67	29,2	0.66	12.23	15.97	19.11	23.3
68	30,2	0.686	10.83	13.46	17.11	24.99
69	31,2	0.71	9.45	11.75	14.44	20.34
70	32,2	0.73	8.84	10.28	13.03	19.35
71	33,2	0.754	7.55	8.95	10.6	16.23
72	34,2	0.777	7.048	8.37	8.93	14.38
73	35,2	0.8	6.73	7.05	7.41	12.93
74	36,2	0.822	5.35	6.1	7.14	11.14
75	37,2	0.845	4.9	5.23	6.15	10.04

Tabla 4.7.: Relación entre el overlapping y los niveles de adaptación conseguidos para el caso de que la estructura permanezca y para los casos de conformado en plano E sobre cilindros de radio 40,50 y 60 milímetros. En este caso ambos dieléctricos presentan igual grosor (3 mm.)

Veamos gráficamente, para cada uno de los casos de conformado, cómo afecta el overlapping al nivel de adaptación.

Radio de conformado en plano E de 40 milímetros:

Los resultados obtenidos al conformar la antena sobre un cilindro de 40 milímetros en plano E, cuando realizamos simulaciones modificando el overlapping parche alimentación, se muestra en la gráfica adjunta.

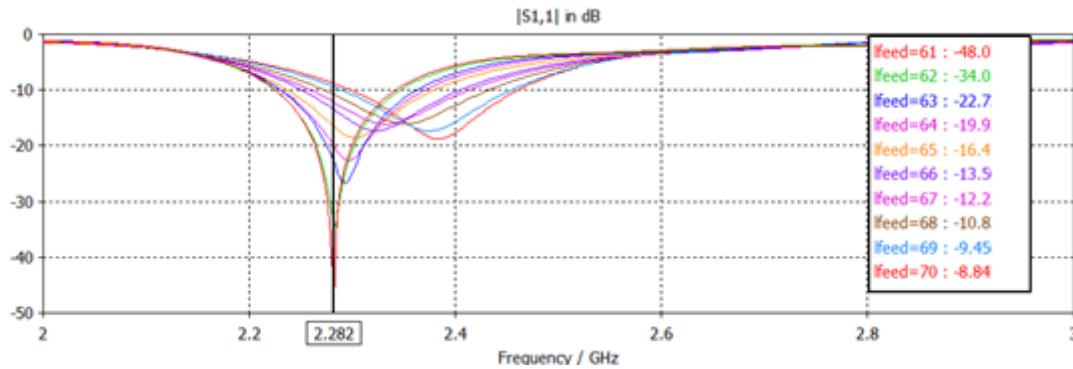


Figura 4.33.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 40 milímetros ($h=3\text{mm.}$).

Para este caso, el overlapping que minimiza las pérdidas de reflexión es de 23,2 milímetros, aproximadamente la mitad de la longitud del parche. De nuevo, cómo ya vimos en el conformado de la estructura en plano H, para el caso en el que situemos la estructura sobre un cilindro de 40 milímetros, el overlapping que optimiza el nivel de adaptación es próximo al centro del parche.

Si comparamos este valor, con el overlapping que maximizaba el nivel de adaptación para el caso de la estructura plana, observamos que ha disminuido en aproximadamente 8 milímetros, el overlapping óptimo.

$$\text{Overlapping} = l_{feed} - \frac{L_{\text{Plano}}}{2} + \frac{L}{2} = 61 - 60 + 22.2 = 23.2\text{mm.}$$

Radio de conformado en plano E de 50 milímetros:

Mostramos a continuación, los niveles de adaptación obtenidos con el simulador para un radio de conformado de 50 milímetros.

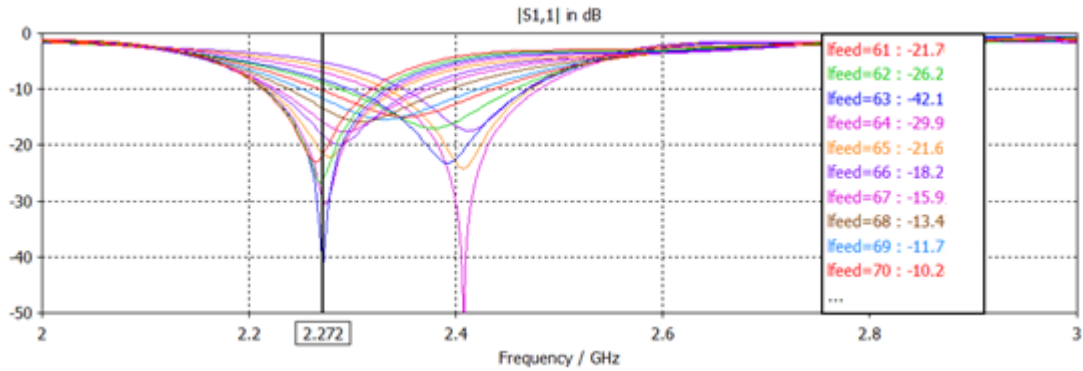


Figura 4.34.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 50 milímetros ($h=3\text{mm.}$).

En este caso, el valor de overlapping que minimiza las pérdidas de excitación del parche es de 25.2 milímetros. Como podemos observar, existen 2 niveles óptimos de adaptación, uno a 2,272 GHz. y otro a 2,408 GHz. los dos puntos del parche en los que la impedancia es de aproximadamente 50Ω .

$$\text{Overlapping} = l_{\text{feed}} - \frac{L_{\text{Plano}}}{2} + \frac{L}{2} = 63 - 60 + 22.2 = 25.2 \text{ mm}$$

Si comparamos este valor con el obtenido para el caso en el que las alturas de las capas dieléctricas es de 2 milímetros, observamos que cómo era de esperar, el valor de overlapping necesario es ahora mayor, pues al aumentar la altura de la capa la impedancia de la línea también se ha visto incrementada.

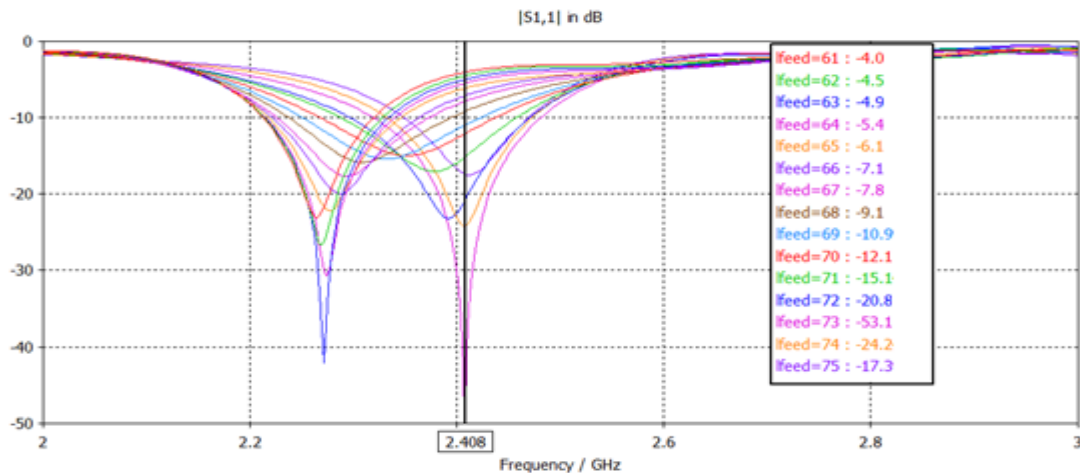


Figura 4.35.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 50 milímetros ($h=3\text{mm.}$).

Para la segunda frecuencia en la que se da un pico de adaptación (2,408 GHz.), se consigue para un overlapping de 35,2 milímetros, valor por encima a las tres cuartas partes de la estructura.

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 73 - 60 + 22.2 = 35.2 \text{ mm.}$$

Radio de conformado en plano E de 60 milímetros:

Por último, estudiaremos el caso en el que conformamos la estructura sobre un cilindro de 60 milímetros de radio en plano E.

Los valores de nivel de adaptación conseguidos al modificar el overlapping son los que se muestran en la figura siguiente:

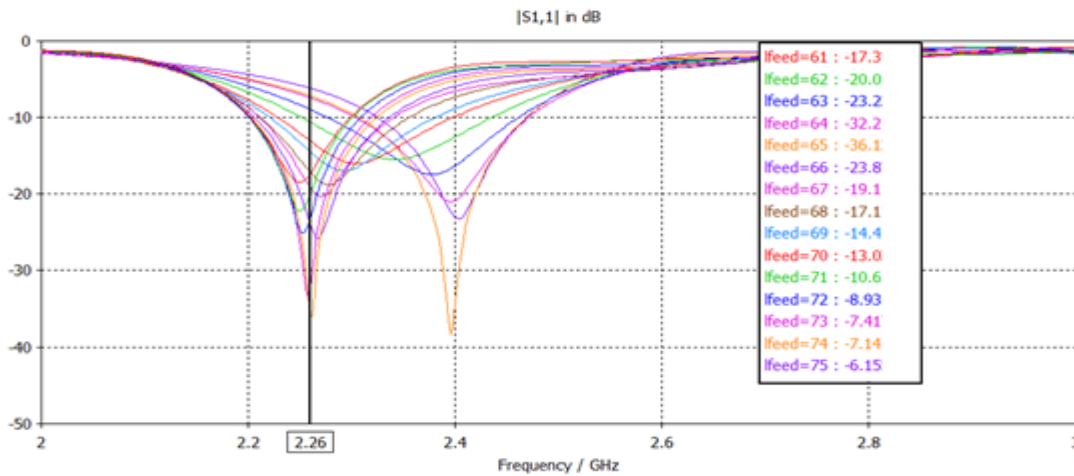


Figura 4.36.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 60 milímetros.

En este caso también apreciamos dos valores de overlapping que maximizan el nivel de adaptación, el primero para 27,2 milímetros a una frecuencia de 2,26 GHz y el segundo para 34,2 milímetros a una frecuencia de 2,396 GHz cómo vemos en el caso de la figura 4.36.

$$Overlapping = l_{feed} - \frac{L_{Plano}}{2} + \frac{L}{2} = 65 - 60 + 22.2 = 27.2 \text{ mm.}$$

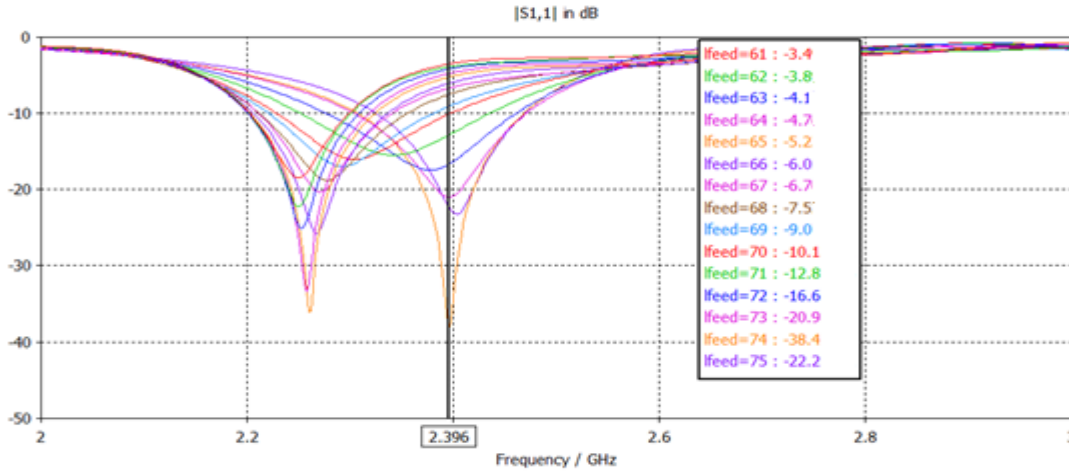


Figura 4.37.: Influencia del overlapping parche - alimentación sobre el nivel de adaptación conseguido cuando se conforma la antena en plano E sobre una superficie de 60 milímetros.

El overlapping óptimo es de 34,2 milímetros 1 milímetro inferior al caso en el que el conformado se realizaba sobre un cilindro de 50 milímetros.

$$Overlapping = lfeed - \frac{LPlano}{2} + \frac{L}{2} = 74 - 60 + 22.2 = 34.2 \text{ mm.}$$

Cómo se puede observar, a la vista de los resultados, generalmente existen dos valores de overlapping para los que se maximiza el nivel de adaptación conseguido a distintas frecuencias. El nivel de overlapping que obtiene los resultados óptimos para la primera frecuencia, decrece a medida que aumenta el radio del cilindro sobre el que conformamos la estructura, siendo máximo para el caso en el que la estructura permanece plana y mínimo para el conformado sobre un cilindro de radio 40 milímetros.

De la misma manera, la frecuencia para la que se produce este primer punto óptimo de adaptación es mayor cuanto menor es el radio de la estructura sobre la que conformamos la estructura. Para el segundo punto de adaptación óptima, sucede lo contrario, a medida que aumenta el radio sobre el que conformamos la estructura, la frecuencia a la que se produce disminuye.

Veamos una gráfica que nos muestra en plano E, para una altura de las capas dieléctricas de 3 milímetros, la influencia del overlapping en el nivel de adaptación para los distintos radios de curvatura de la estructura simulados.

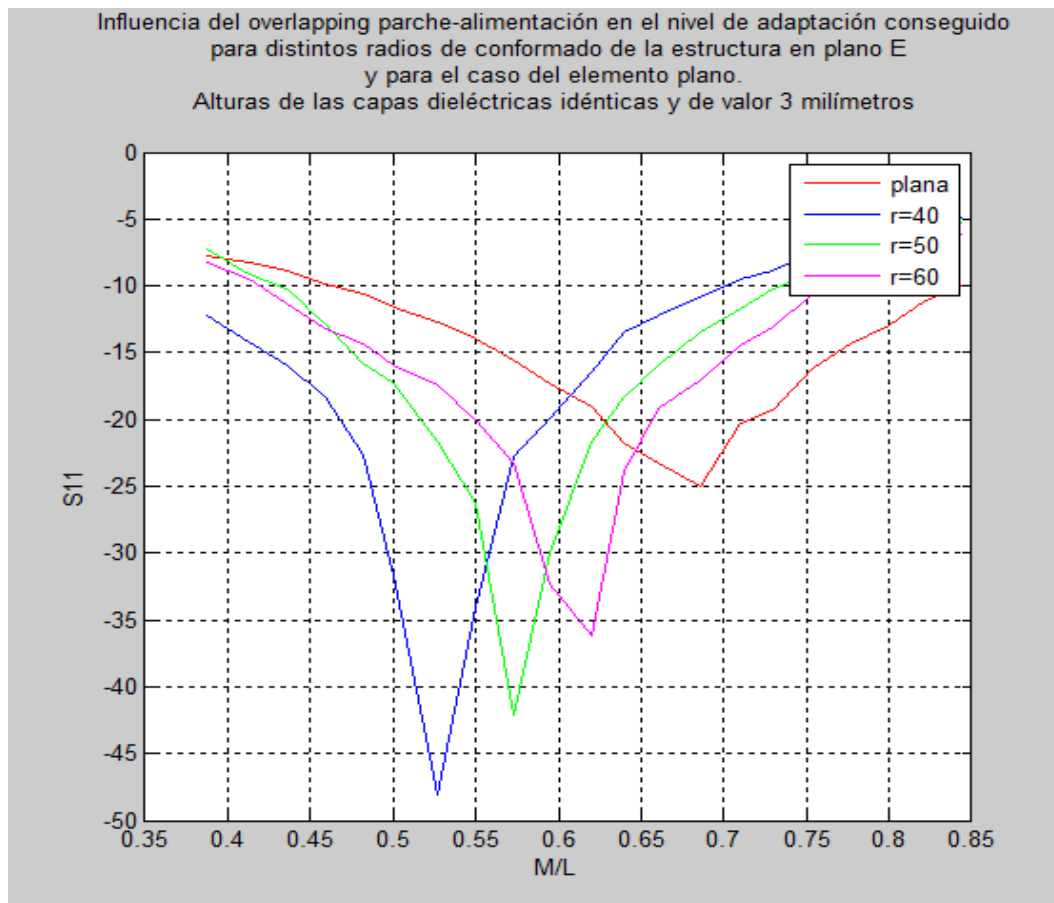


Figura 4.38.: Relación entre el nivel de adaptación conseguido para distintos radios de conformado de la estructura en plano E y para el caso de la estructura plana cuando las alturas de las capas dieléctricas son iguales y de valor 3 milímetros

Capítulo 5

Diseño de un array de parches textiles excitados por acoplo por proximidad

5.1 Introducción a los arrays

Una vez concluido el diseño del elemento aislado, observamos que alcanza una directividad de aproximadamente 9 dB en las simulaciones del CST Microwave. Muy probablemente, este valor será inferior en el diseño construido en el laboratorio, ya que la directividad conseguida por una antena de parche aislada suele estar en torno a los 6-7 dB.

Dependiendo de la aplicación concreta para la que vayamos a emplear la antena, puede necesitarse un incremento de la directividad para conseguir alcances superiores o abarcar una mayor área de cobertura.

Para conseguir un incremento de la directividad, podríamos diseñar una estructura de tipo EBG colocada bajo el propio parche o una agrupación de antenas de parche que constituyan un array.

En nuestro caso, optamos por una estructura de tipo array. La razón principal por la que se optó por esta estructura es porque nuestro diseño pretende ser integrado en prendas. La estructura EBG incrementaría el grosor de la antena, mientras que el diseño de un array incrementaría la longitud. Pensando en la integración, nos decantamos por el diseño de un array, que intentará ser lo más pequeño posible para, por un lado disminuir costes de fabricación y por otro para que sea cómodo de portar.

Un array es a todos los efectos, una antena integrada en lugar de por un único elemento, por un número de radiadores idénticos, ordenados regularmente y alimentados para obtener un diagrama de radiación predefinido.

Los arrays presentan la gran ventaja de que permiten modificar las características de radiación de la antena variando la amplitud de las corrientes y las fases de alimentación de los distintos elementos que lo constituyen.

Los arrays de antenas, se utilizan para la construcción de antenas inteligentes. Una definición de un sistema de antenas inteligentes, es cualquier configuración adaptativa de múltiples antenas que mejoran el rendimiento de un sistema de comunicaciones inalámbrico. Esto se refleja en una mayor directividad, mayor ganancia, mayor selectividad espacial y como consecuencia directa de estos factores, en un incremento de la zona de cobertura. Se reducen además los efectos de multitrayecto y se mejora el nivel de interferencia con otras transmisiones, ya que es posible transmitir con menor potencia.

Se pueden diseñar distintos modelos de arrays:

- **LINEALES:** formado por un número de antenas que se agrupan a lo largo de una línea recta, permitiendo controlar el diagrama de radiación en el plano que contiene la línea.
- **PLANOS:** los elementos se sitúan en un plano 2D para conseguir una mayor directividad y control del diagrama de radiación. Se suelen emplear para conseguir diagramas cuyo haz principal tenga forma de pincel hacia una dirección de interés.
- **CONFORMADA:** se denominan así a los arrays formados por antenas que se sitúan sobre una superficie curva.

En nuestro caso elegiremos un array lineal y el desfase entre las alimentaciones de los distintos elementos será nulo para conseguir un patrón de radiación broadside.

El número de elementos que emplearemos en el diseño será de 2 antenas. El empleo de un array de más elementos puede incrementar en exceso las dimensiones, a no ser que el tamaño de los elementos individuales sea muy reducido, pero en nuestro caso es aproximadamente de 4 centímetros por cada parche. El introducir un número elevado de elementos radiantes, incrementaría las prestaciones a costa de incurrir en más costes y mayor complejidad del sistema.

Con dos elementos, seremos capaces de duplicar la directividad alcanzada, manteniendo unas dimensiones razonables para ser integradas en una prenda. Simulamos el comportamiento del array de parches, en las que serán sus condiciones reales de funcionamiento, para comprobar que sus prestaciones no se degradan.

5.2 Diseño de la red en T

Uno de los aspectos más importantes, que determinará el buen funcionamiento del array será la red de alimentación empleada. Este es un punto crítico, ya que un buen diseño de la misma conseguirá una mejor adaptación, minimizando las pérdidas de la red. Al tener un array de dos elementos nos bastará con una red que presente un puerto de entrada y dos de salida. La red se encargará de dividir la potencia de entrada en dos partes iguales que llegará a los puertos de salida, que a su vez alimentaran sendas antenas de parche.

Para diseñar una red de estas características tenemos distintas posibilidades. Una posible opción es la de utilizar un divisor de potencia Wilkinson:

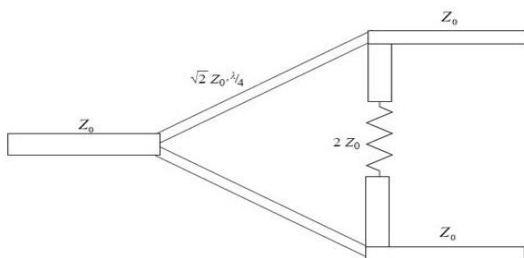


Figura 5.1. Esquema de divisor Wilkinson



Figura 5.2. Layout del divisor Wilkinson

El divisor Wilkinson es un circuito divisor de potencia que consigue un buen aislamiento entre los puertos de salida manteniéndolos adaptados. Su matriz de scattering es:

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Esta red carece de pérdidas cuando las señales en los puertos 2 y 3 están en fase y presentan igual amplitud, sin embargo no es aconsejable su empleo en aplicaciones de muy alta frecuencia.

Otra opción es el empleo de una red en T. La red en T es un sencillo divisor de tres puertos:

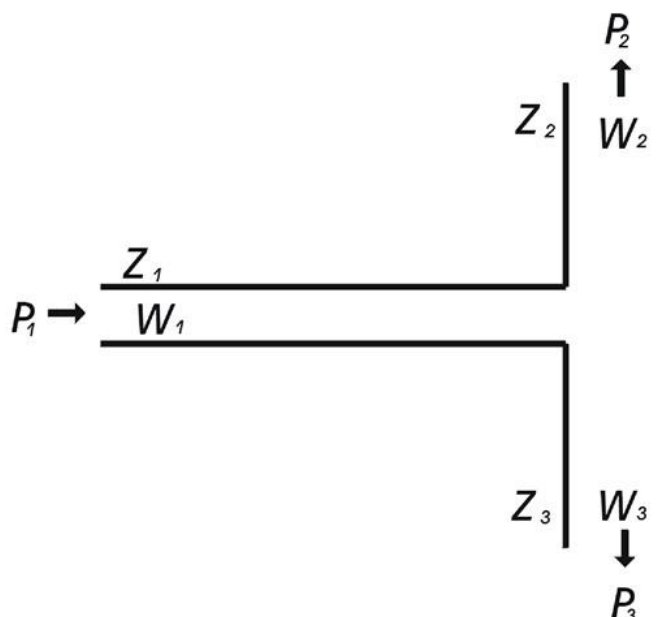


Figura 5.3. Esquema de una red en T

Si utilizamos un divisor de tensión basado en una red en T sin pérdidas y cuya impedancia del puerto de entrada es de $50\ \Omega$, veamos qué características debemos conseguir en la red para que la división de la potencia sea igual para ambas ramas y que tome como valor la mitad de la potencia de entrada.

Puesto que tenemos $50\ \Omega$ a la entrada y dos ramas de $50\ \Omega$ a la salida, colocadas en paralelo, se deberán añadir tramos de línea de longitud y anchuras concretas de manera que añadamos tramos equivalentes a dos adaptadores $\frac{\lambda}{4}$, que realicen la transformación de impedancia correspondiente de los $50\ \Omega$ de entrada, a los $25\ \Omega$ resultantes de tener los dos brazos de la red en paralelo.

En la red en T, al menos uno de los puertos estará desadaptado pero es un divisor de potencia sin pérdidas, cuyo funcionamiento a altas frecuencias es razonablemente bueno.

El diseño de la red en T se realiza mediante el simulador del Microwave Office. Estará formado por tres tramos de líneas microstrip que implementan la T del divisor de potencia. La longitud de la estructura, vendrá determinada por la separación deseada entre los elementos del array. Generalmente, se obtendrá una directividad óptima para una separación próxima a $\frac{\lambda}{2}$ pero ligeramente inferior. Esto es así porque la directividad del array se incrementa a medida que aumenta la separación entre los elementos, hasta que el margen visible es tan grande que aparecen grating lobes.

En el simulador, implementamos un diseño cuyos parámetros S_{12} y S_{13} mostrarán una caída de 3dB, de manera que se garantizará una distribución idéntica y mitad entre los dos brazos de salida.

Además, a la frecuencia de trabajo de nuestro sistema (2,4 Ghz), debemos conseguir un buen nivel de adaptación. En nuestro caso observamos que se alcanza un valor del parámetro S_{11} de -30dB a la frecuencia deseada, lo que supone un muy buen nivel de adaptación.

Los resultados obtenidos en las simulaciones del Microwave Office se muestran a continuación:

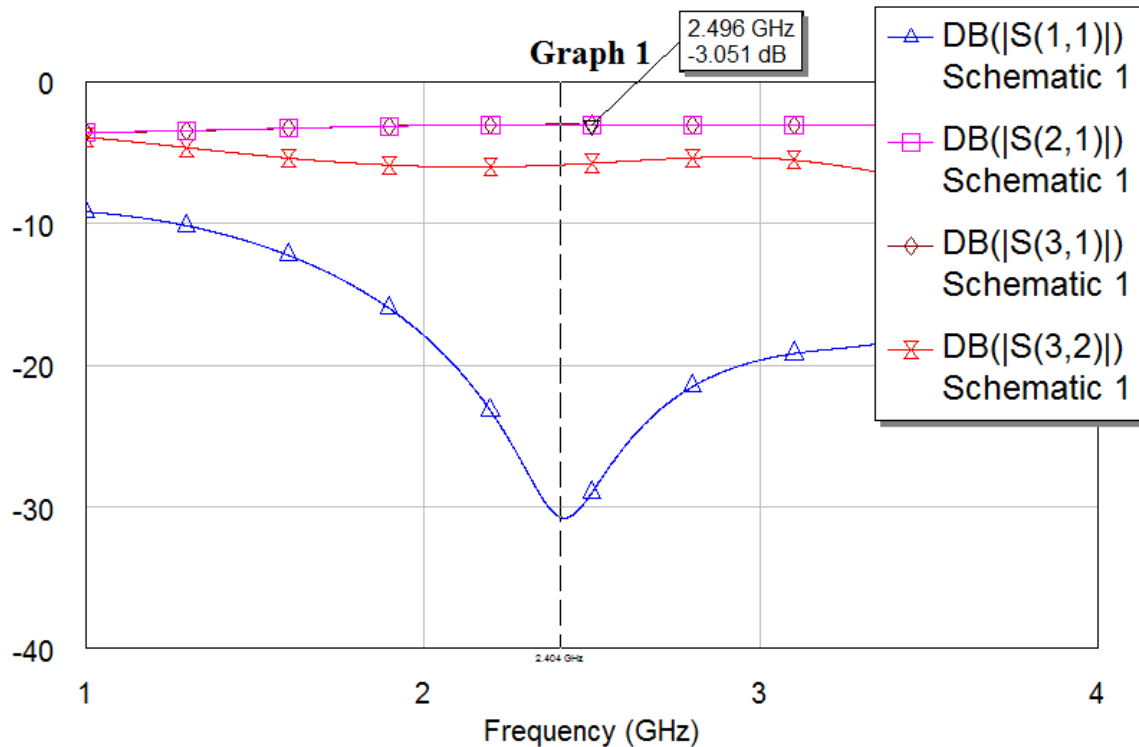


Figura 5.4. Parámetros S_{11} , S_{21} y S_{31} (de reflexión y de transmisión) de la red en T diseñada con el Microwave Office

Podemos ver en la figura 5.5 de forma esquematizada, las dimensiones del divisor y las partes que lo componen. Modificando la anchura y longitud de los tramos de la línea del adaptador, conseguimos variar la banda de adaptación del divisor. Habrá que tener en cuenta que la diferencia de fases entre las señales de salida debe ser nula, para lo cual, la longitud total de la línea que sigue cada señal debe ser la misma cómo sucede en el esquema propuesto.

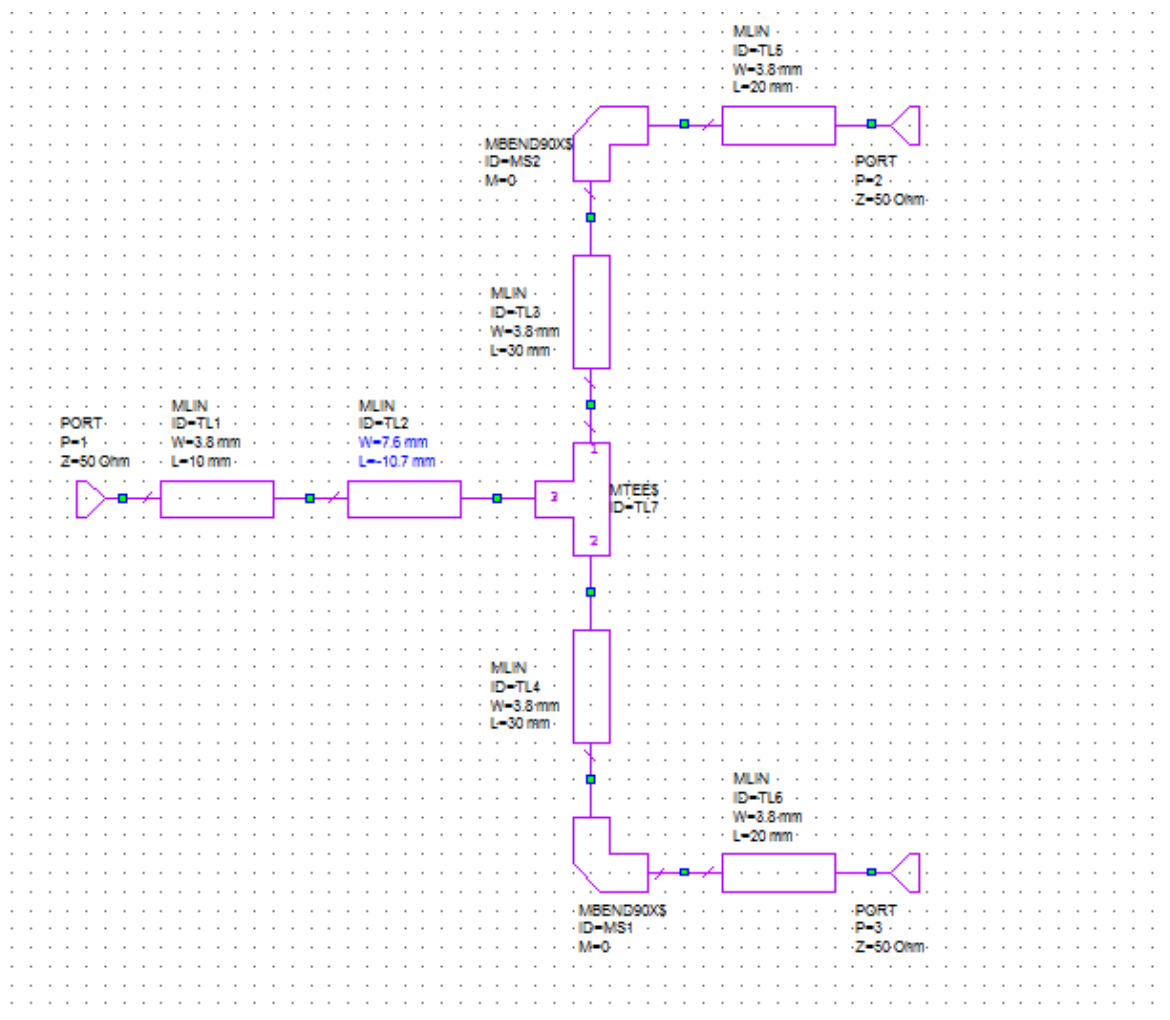


Figura5.5. Esquemático de la red en T conseguida con el Microwave Office

Cómo se puede observar, la red en T dispone de un tramo de entrada de 50Ω , seguido de sendos tramos adaptadores $\frac{\lambda}{4}$ para cada una de las ramas, que desembocan en dos ramas de 50Ω que serán dónde colocaremos los parches.

Puesto que la simulación del array completo, se realizará en el CST Microwave, implementamos el diseño en dicho software y validamos el correcto funcionamiento de la red cómo paso previo a su integración con la pareja de elementos radiantes.

El diseño realizado en el CST se muestra a continuación:

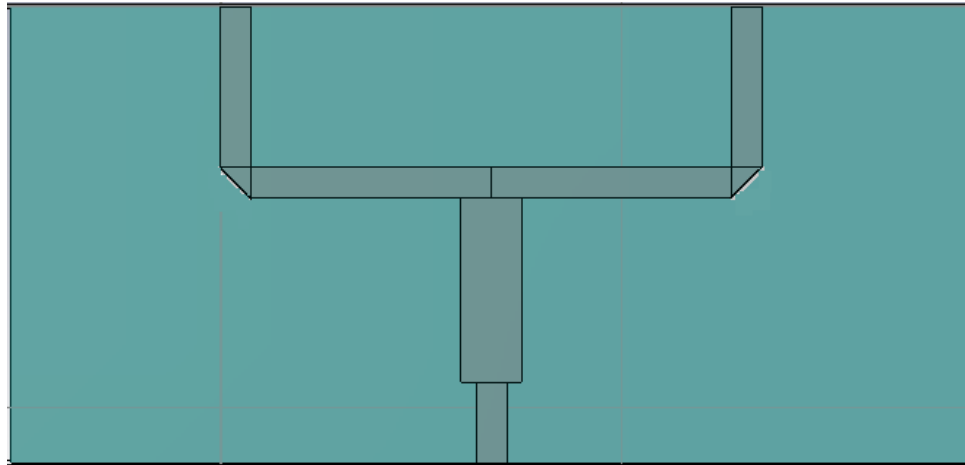


Figura 5.6.: Diseño de la red en T obtenida mediante el simulador CST Design Studio

Cómo se puede observar, la red presenta tramos de 50Ω y un tramo adaptador. Realizamos unos pequeños codos en los tramos ortogonales, para que la transición sea más suave. Simulamos su comportamiento mediante la colocación de tres puertos, correspondientes con la entrada y las salidas de la red en T, obteniendo los siguientes parámetros S:

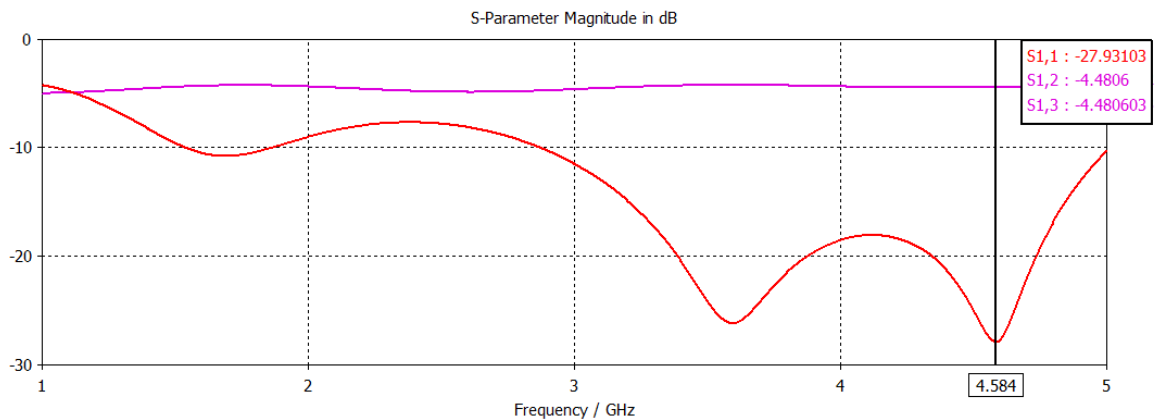


Figura 5.7.: Parámetro de reflexión y sendos parámetros de transmisión de la red en T implementada en el CST

A la vista de los resultados obtenidos, la frecuencia de trabajo de la red implementada está por encima de la deseada, y la división de potencia entre los puertos, es idéntica pero de 4,8 dB. Para adaptar la red a la frecuencia de trabajo requerida, modificaremos la longitud del tramo de adaptación $\frac{\lambda}{4}$ hasta conseguir que la red trabaje a la frecuencia deseada de 2,4Ghz.

Puesto que la frecuencia de funcionamiento actual ronda los 4,5 Ghz, deberemos aumentar la longitud del tramo, para que la frecuencia de trabajo disminuya.

Tras realizar una simulación en la que hemos ido variando la longitud del tramo adaptador, observamos cómo se realiza un barrido de frecuencias, que hace que la frecuencia de trabajo de la red se desplace hacia frecuencias inferiores a medida que aumentamos la longitud del tramo del adaptador $\frac{\lambda}{4}$ tal y cómo observamos en la siguiente imagen:

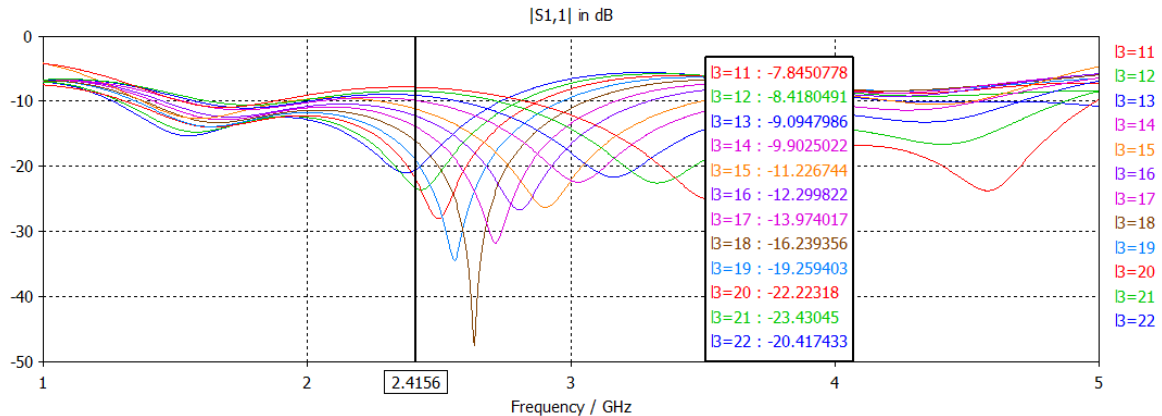


Figura 5.8.: Representación de los diferentes valores del parámetro de reflexión obtenidos con la modificación de la longitud del tramo adaptador.

Una vez tenemos configurada la red para que trabaje a 2,4 Ghz, modificamos ligeramente la anchura del tramo para conseguir que presente una impedancia de 50Ω, para la cual la adaptación será óptima. Tras varias simulaciones obtenemos las dimensiones óptimas de la red que consiguen los siguientes parámetros S:

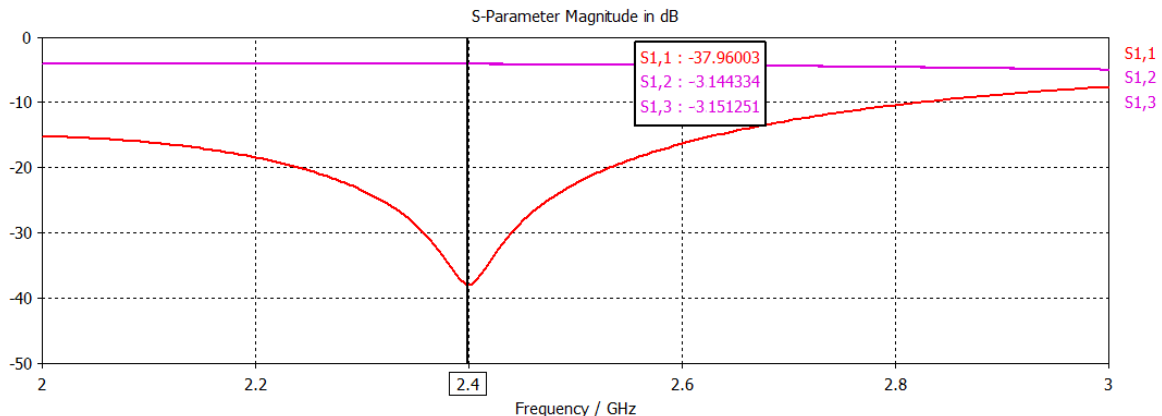


Figura 5.9.: Parámetros de reflexión y de transmisión obtenidos en el diseño definitivo de la red

Cómo se puede observar, tras realizar el ajuste de la red se consigue un buen nivel de adaptación, aproximadamente -40dB y una división de potencia entre los dos puertos, idéntica y próxima a la mitad de la potencia de entrada. Con la red funcionando con estas

características, podemos integrar los parches para comprobar las características obtenidas del array diseñado.

5.3 Diseño del array

Una vez hemos comprobado que la red está funcionando adecuadamente, colocaremos en el diseño los correspondientes parches para constituir el array.

Un elemento esencial a la hora de determinar la directividad del sistema, será la separación entre elementos. En este caso nos encontramos en un diseño de un array uniforme que radiará de manera broadside.

La expresión del factor de array para un esquema uniforme es la que mostramos a continuación:

$$FA(\psi) = \frac{\sin \psi}{\psi}$$

$$\text{Siendo } \psi: \psi = \beta d \cos \theta + \alpha$$

En el array broadside, el máximo se encuentra situado en la dirección perpendicular a la línea que contiene los elementos, es decir, en $\theta = \frac{\pi}{2}$ y además en $\psi = 0 \Rightarrow \alpha = 0$

Para conseguir un array broadside, las antenas deberán estar excitadas en fase.

Puesto que el diagrama de radiación estará definido en el rango $\theta \in [0, \pi]$, el margen visible de un array vendrá dado por:

$$\psi \in [-\beta d - \alpha, \beta d + \alpha] \xrightarrow{\alpha=0} [-\beta d, \beta d] = \left[-\frac{2\pi}{\lambda} d, \frac{2\pi}{\lambda} d \right]$$

Para evitar la aparición de grating lobes, puesto que el diagrama en ψ es periódico, de periodo 2π , el margen visible debe ser menor que 2π por ambos extremos.

Esto supone una separación entre elementos inferior a $\lambda_{vacío}$. En el rango de separación $d \in (0, \lambda)$, cuanto mayor sea la separación entre elementos, tanto mayor será la directividad conseguida, sin embargo también se incrementará el nivel de lóbulo secundario lo cual puede influir en un incremento en la radiación trasera, tan indeseada en este tipo de diseño.

Por requisitos de diseño, puesto que la longitud de los parches es aproximadamente $\frac{\lambda_{eff}}{2} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}}$, la separación deberá ser mayor a 2 veces dicha longitud para la inserción de las dos antenas de parche, sin embargo procuraremos que no sea mucho mayor para evitar que el tamaño de la estructura se dispare y para que no aparezcan lóbulos secundarios de nivel alto.

Utilizaremos la separación entre elementos determinada por la red en T construida, que rondará aproximadamente los 6 centímetros entre los puntos centrales de los parches y que parece un valor razonable para un array pensado para diseño en tecnología textil.

La estructura final que presenta el array es la siguiente:

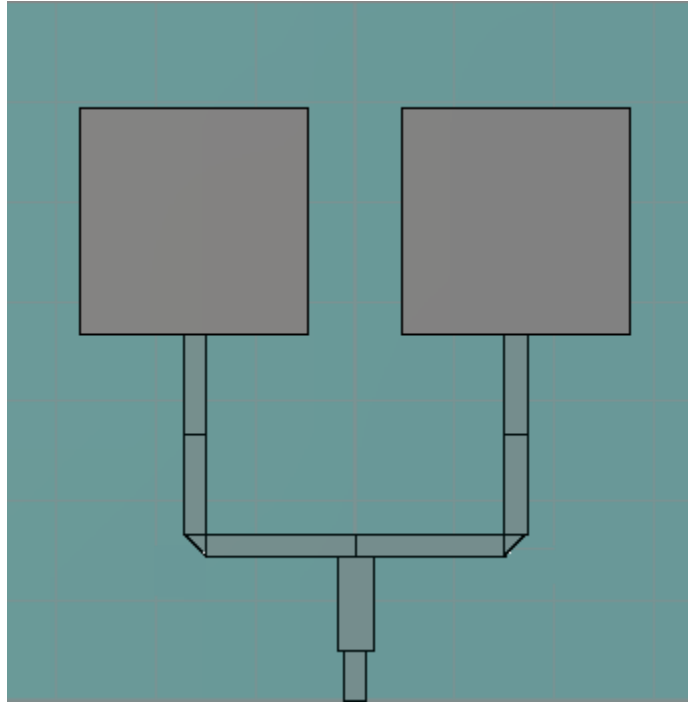


Figura 5.10.: *Diseño del array de parches textiles implementados con el software CST Microwave*

Tras la incorporación de los parches a la red, se pueden producir efectos que modifiquen ligeramente el nivel de adaptación conseguido o la frecuencia de trabajo. Para poder observar tales efectos realizamos una simulación para poder considerar qué modificaciones hay que llevar a cabo para que el sistema continúe funcionando adecuadamente.

Cómo ya vimos en capítulos anteriores, el nivel de adaptación conseguido por los parches excitados por acoplo por proximidad, dependerá en buena medida del overlapping parche-alimentación. Modificando este parámetro, intentamos optimizar el nivel de adaptación conseguido por el array de parches, en distintas simulaciones. Los resultados obtenidos, se muestran a continuación:

Realizamos una simulación modificando el overlapping para ver para qué frecuencias se consigue una correcta adaptación:

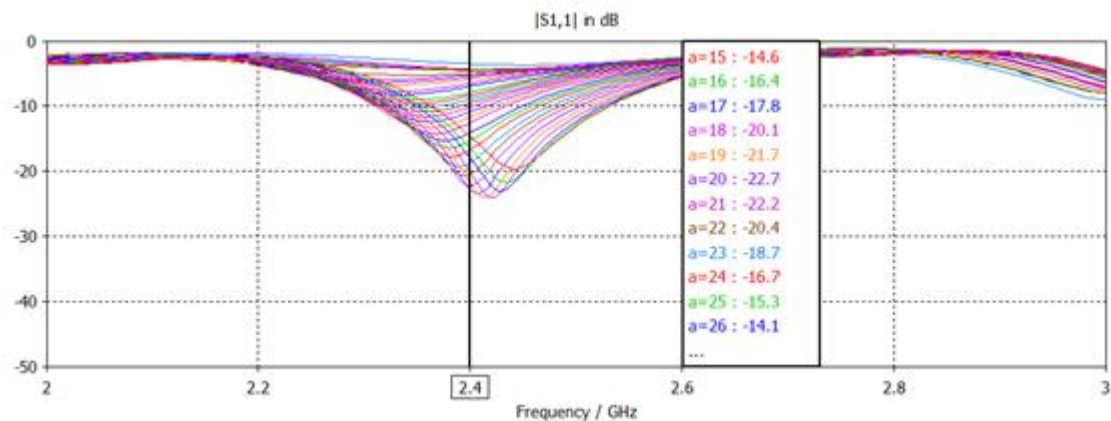


Figura 5.11.: Variación del nivel de adaptación conseguido de array de parches al modificar el overlapping parche-alimentación.

Cómo se puede observar a 2.4 Ghz, hay un punto de adaptación óptimo que sucede para un valor de overlapping de aproximadamente las dos terceras partes de la longitud total del parche.

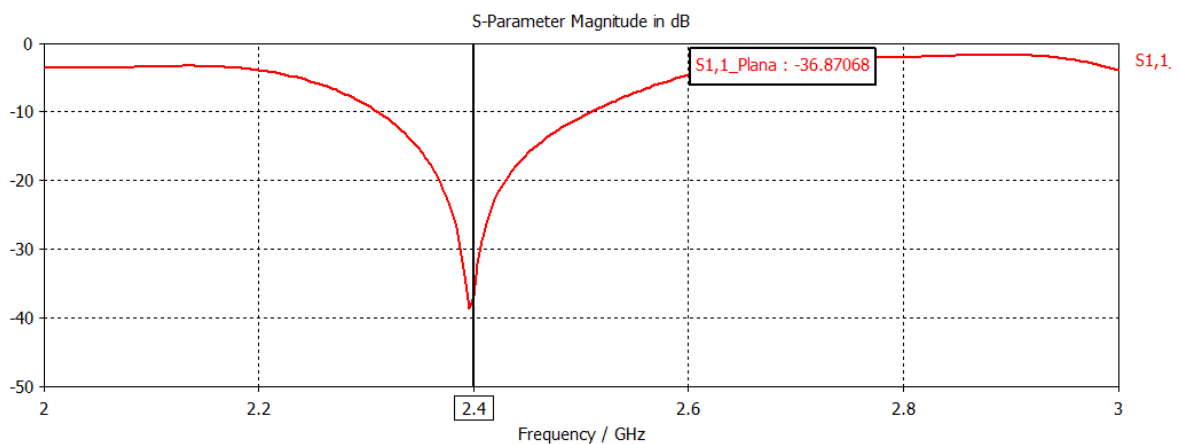


Figura 5.12.: Parámetro de adaptación conseguido para el array de parches excitados por acoplo por proximidad diseñado.

Los diagramas de radiación obtenidos del array de parche los mostramos a continuación:

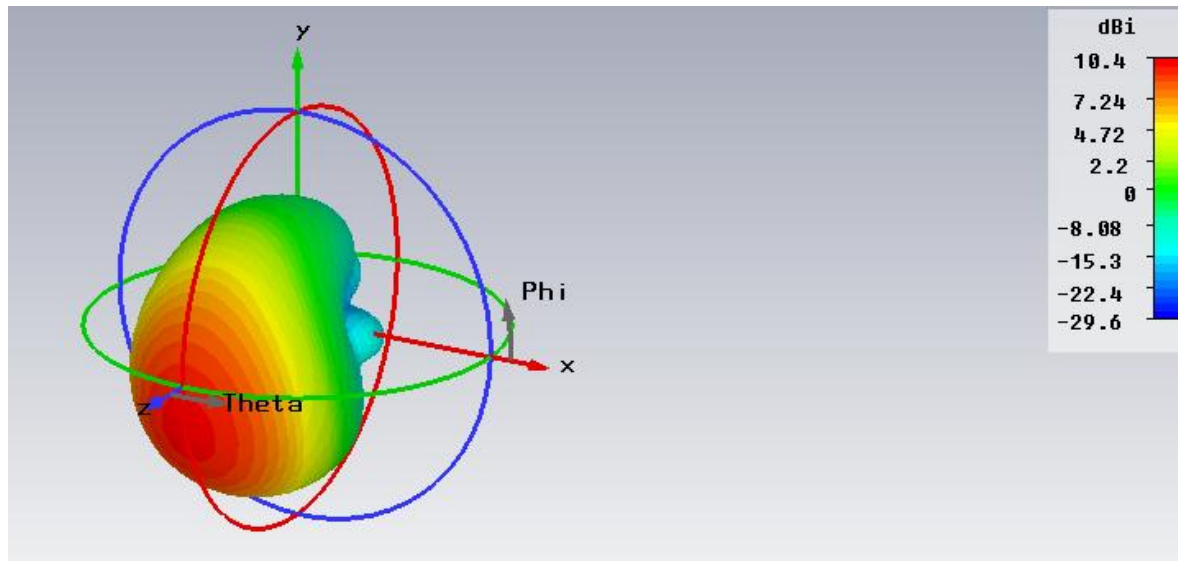


Figura 5.13.: Diagrama de radiación a la frecuencia de 2.4 Ghz en 3D para el array diseñado

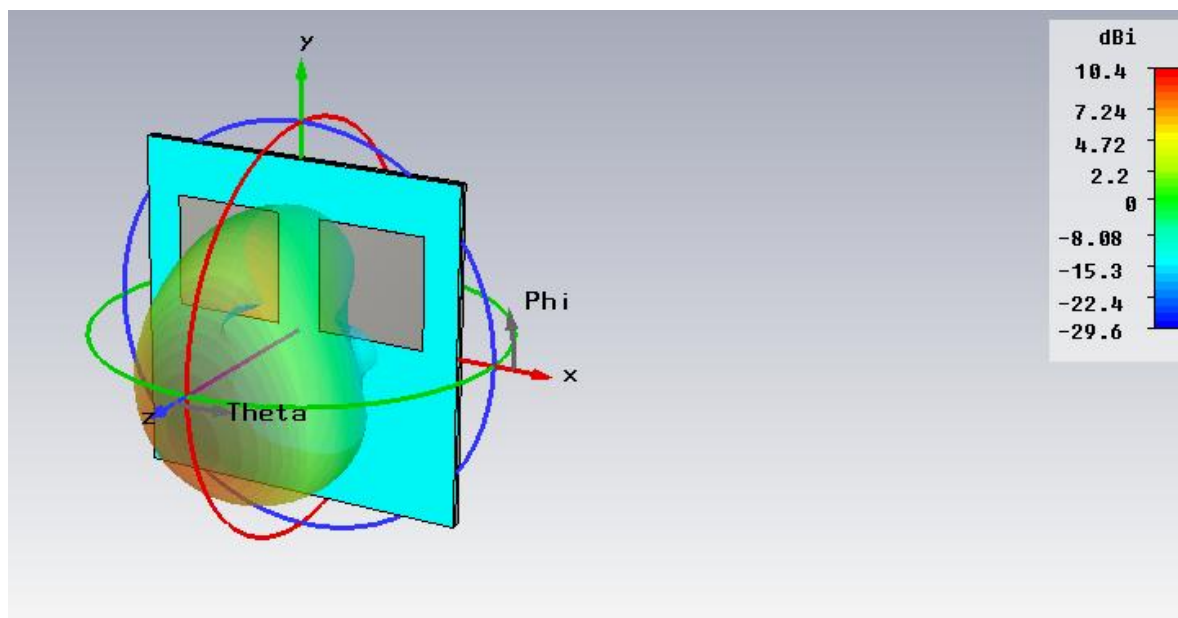


Figura 5.14.: Diagrama de radiación a la frecuencia de 2.4 Ghz en 3D sobre la estructura del array diseñado

El array consigue una directividad de 10,4 dB. frente a los 9 escasos que conseguía con un elemento aislado, manteniendo su patrón de radiación broadside, tal y cómo se puede observar.

5.4 Estudio de la curvatura del array

De la misma manera que ya lo hicimos para el elemento aislado, un array diseñado para ser empleado en tecnología textil, también estará sometido a la curvatura típica de la zona del cuerpo en la que vaya a ir colocada. Por esta razón será importante estudiar cómo afecta la curvatura de la estructura al funcionamiento del array. Debemos tener en cuenta que al incrementarse la longitud del diseño, habrá una mayor superficie que se curve.

5.4.1 Curvatura en plano H

Cómo ya comentamos para el caso de la curvatura del elemento aislado, si el conformado se realiza en plano H, curvaremos la estructura sobre un cilindro orientado en XY. De nuevo se realizará el estudio para distintos radios de curvatura que reflejen distintas posiciones en las que pueda ir integrado el array.

A continuación, se muestra el diagrama de radiación, sobre la estructura del array curvada, para que se pueda observar cómo efectivamente, aunque la directividad se ha visto reducida de los 10,4 dB iniciales a los 9,84 dB actuales, el patrón de radiación no se ha visto modificado.

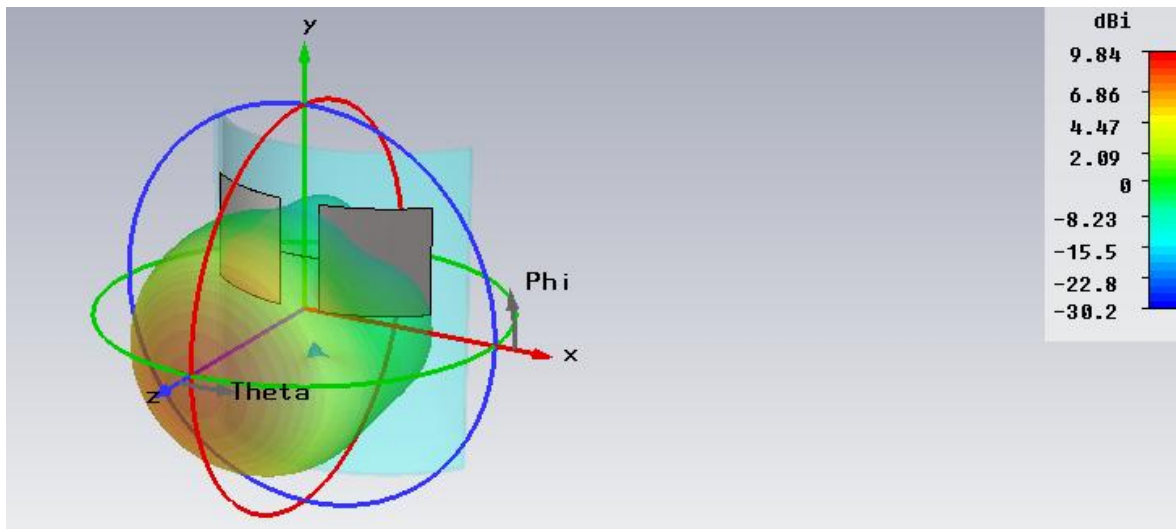


Figura 5.15.: Diagrama de radiación a la frecuencia de 2.4 Ghz en 3D sobre la estructura del array diseñado curvada en plano H

En cuanto a los niveles de adaptación conseguidos una vez curvado el array, observamos que el comportamiento es similar al del caso en el que curvábamos el elemento aislado. Se produce un desplazamiento en frecuencia hacia frecuencias inferiores, con una disminución considerable del nivel de adaptación, que es tanto más llamativo cuanto menor es el radio de curvatura del cilindro sobre el que conformamos la estructura.

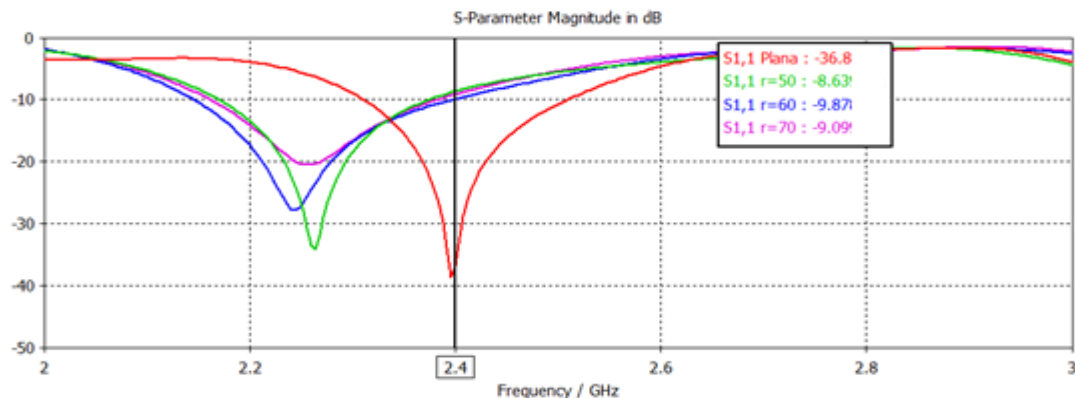


Figura 5.16.: Parámetros de reflexión obtenidos en simulación, para el array en plano y curvado con radios de curvatura de 50, 60 y 70 mm en plano H.

Mostramos una tabla resumen con los valores obtenidos para los distintos radios de curvatura:

$h_1 = h_2 = 2$ $\epsilon_r = 4, 5$	S_{11} (dB)	Frecuencia (Ghz)	Directividad (dB)
R=50mm.	-33,43	2,264	9.03
R=60 mm.	-27,8	2,244	9.43
R=70 mm.	-20,3	2,256	9.84
Plano	-36,87	2,4	10.4

Tabla 5.1.: Relación entre los niveles de adaptación y frecuencia de funcionamiento para el caso del array plano y curvado en plano H con distintos radios de curvatura

5.4.2 Curvatura en plano E

Si ahora conformamos la estructura en plano E, curvaremos el array sobre un cilindro orientado según ZY. Este caso, presenta el inconveniente de que la alimentación permanece curvada. Si observamos cómo queda la estructura una vez curvada en plano E, junto con su diagrama de radiación observaremos la siguiente figura:

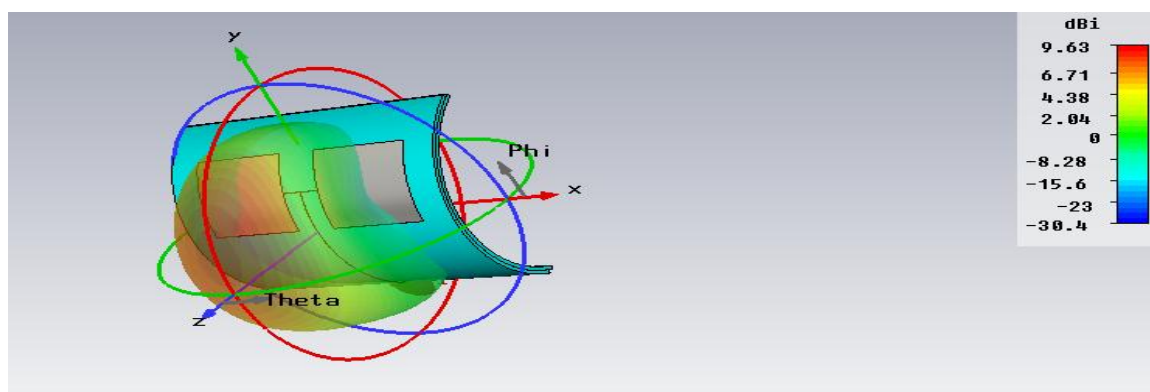


Figura 5.17.: Diagrama de radiación a la frecuencia de 2.4 Ghz en 3D sobre la estructura del array diseñado curvada en plano E

De nuevo se aprecia una ligera disminución en la directividad, pero el patrón de radiación sigue siendo broadside, y con características adecuadas.

En cuanto al nivel de adaptación conseguido, el comportamiento es similar al que ya vimos para el conformado en plano H, con el inconveniente de que, el nivel de adaptación conseguido, para conformados sobre cilindros cuyo radio de curvatura es grande, empeora considerablemente.

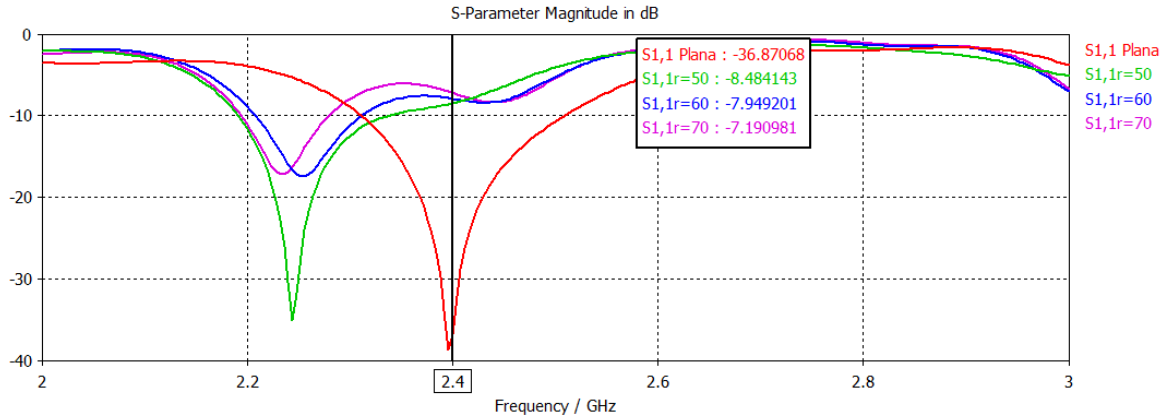


Figura 5.18.: Parámetros de reflexión obtenidos en simulación, para el array en plano y curvado con radios de curvatura de 50, 60 y 70 mm. en plano E

Mostramos una tabla resumen con algunos valores relevantes obtenidos al curvar la antena sobre cilindros de distintos radios en plano E.

$h_1 = h_2 = 2$ $\epsilon_r = 4, 5$	S_{11} (dB)	Frecuencia (Ghz)	Directividad (dB)
R=50mm.	-35,2	2,244	9,01
R=60 mm.	-17,45	2,256	9,63
R=70 mm.	-16.8	2,236	9,83
Plano	-36,6	2,4	10.4

Tabla 5.2.: Relación entre los niveles de adaptación y frecuencia de funcionamiento para el caso del array plano y curvado en plano E con distintos radios de curvatura

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras

6.1 Conclusiones

Hemos ido comprobando a lo largo de este proyecto que las antenas textiles, son una nueva tecnología, basada en modelos de antenas ya existentes, sobre los que se realizan ciertas modificaciones, para facilitar su integración y funcionamiento sobre prendas de vestir.

Pretenden dar soporte a una gran cantidad de aplicaciones, por citar algún ejemplo podemos nombrar aquellas destinadas a incrementar la seguridad, avances médicos, y en general mejorar el nivel de calidad de vida permitiendo numerosos servicios novedosos, basados en redes personales.

Aunque no hace muchos años que han empezado a realizarse estudios en profundidad sobre este tema, este nuevo tipo de antenas está abriéndose paso con fuerza, pues parecen ser una opción interesante para implementar múltiples funcionalidades.

A la hora de diseñar este tipo de antenas, son válidas las técnicas utilizadas para el diseño de antenas convencionales, sin embargo, a lo largo de este trabajo, se han ido estudiando determinados aspectos para comprobar su influencia sobre el comportamiento del modelo diseñado.

Hemos visto que uno de los tipos de antenas convencionales más frecuentemente empleado, aunque no el único, para realizar prototipos de antenas textiles, son las antenas tipo microstrip. Sin embargo este tipo de antena, presenta multitud de grados de libertad en su diseño que nos permitirán introducir mejoras en su comportamiento.

En este trabajo, se ha realizado un diseño de parche excitado por acoplo por proximidad, y sobre él, se han estudiado distintos factores que enumeramos a continuación y en cada caso se resumen algunas conclusiones extraídas:

- A la vista de los resultados obtenidos al simular distintos modelos, en los que hemos modificado entre algunos valores típicos, el material empleado cómo sustrato dieléctrico de la capa de alimentación, se observa un mejor comportamiento cuanto más baja es la permitividad del material. Al reducir dicha permitividad, se aprecia un incremento de la frecuencia de funcionamiento (aumenta λ_{eff}), así como de la impedancia característica de la línea de alimentación. También se ha estudiado la influencia de la altura de las dos capas dieléctricas, que componen este tipo de antena. A la vista de las simulaciones realizadas para algunos valores de dichas alturas, se observa que este tipo de

parche, es especialmente sensible a la altura de la capa de la antena, la cual no debe ser excesivamente gruesa, puesto que dificulta el acoplo de energía y empeora la adaptación. En cuanto a la capa de alimentación, los resultados obtenidos revelan que el aumento de grosor en esta capa, empeora ligeramente la adaptación apreciándose además un incremento del ancho de banda.

- Otro factor que se ha sido centro de atención durante la realización de este proyecto, es la influencia del overlapping (alimentación-parche) en el nivel de adaptación conseguido. Como ya conocíamos, el efecto que ejerce este parámetro sobre el nivel de adaptación conseguido en este tipo de parches, resulta especialmente relevante. Hemos estudiado varios modelos, para distintos posibles materiales de fabricación y se observa que existe un amplio rango de valores para los que, la posición de la línea de alimentación respecto del parche, hacen que el nivel de adaptación conseguido sea adecuado. Desde aproximadamente el punto medio del parche, hasta valores que rondan las tres cuartas partes de su longitud, se consigue que la antena esté adaptada. El punto óptimo, lo encontramos próximo a las dos terceras partes del tamaño del parche. Sin embargo, a medida que reducimos la permitividad del material empleado como dieléctrico de la capa de alimentación, el punto óptimo de overlapping se desplaza hacia valores algo mayores, pues la impedancia de la línea microstrip aumenta.
- En cuanto al estudio realizado en relación a la influencia de la curvatura del parche excitado por acoplo por proximidad, se han estudiado distintos casos en los que se ha modificado el radio de curvatura variándolo entre 40, 50 y 60 milímetros, tanto en plano E como en plano H. Un efecto observado para todos los casos estudiados es, que en general, al curvar la antena, independientemente del plano sobre el que lo hagamos, se produce un desplazamiento de la frecuencia de trabajo hacia valores más bajos. Sin embargo se aprecia una diferencia, ya que en plano H, el desplazamiento en frecuencia es más grande cuanto mayor es la curvatura de la antena, mientras que en plano E, el desplazamiento es aproximadamente el mismo para todos los radios de curvatura. El desplazamiento en frecuencia observado puede deberse a la modificación de la longitud eléctrica de la dimensión del parche, que determina la frecuencia de resonancia. Una posible solución para corregir este efecto sería fabricar la antena funcionando a una frecuencia ligeramente superior.

A la vista de las simulaciones también se aprecia que el nivel de adaptación conseguido varía respecto al caso en el que la antena permanece sin curvar, manteniéndose en valores normales cuando la curvatura se realiza en plano H y empeorando significativamente cuando es en plano E.

En los diagramas de radiación obtenidos en las simulaciones de la antena curvada, hemos comprobado que se observa una ligera variación de directividad aunque no significativa ya que sigue manteniendo niveles adecuados y se incrementa el nivel de lóbulo lateral.

- En los modelos curvados, al realizar simulaciones en los que se ha modificado el overlapping alimentación-parche, se han observado algunos comportamientos interesantes. Cabe destacar el hecho de que aparecen dos frecuencias de trabajo. Modificando la parte de la tira de alimentación que solapa con el parche, se consigue que el nivel de adaptación conseguido sea óptimo para dos puntos a dos frecuencias distintas, efecto que no se producía para el caso plano en el que las curvas se concentraban todas en torno a una misma frecuencia. Los valores de overlapping que hacen óptima la adaptación para el caso curvado están uno por debajo (1º óptimo) y otro por encima (2º óptimo) del valor obtenido para el caso plano.

Los niveles de adaptación conseguidos siguen siendo razonables para los casos sometidos a estudio y el overlapping que hace óptimo el parámetro de reflexión en general crece, a medida que aumentamos la curvatura y a medida que incrementamos el grosor de la capa de alimentación.

- En la última parte de diseños realizados en la elaboración de este proyecto, encontramos un array de parches excitados por acoplo por proximidad, sobre los que se han realizado simulaciones sobre el efecto de la curvatura para dichos modelos. A la vista de los resultados, se observa que de nuevo se produce un desplazamiento de la frecuencia de funcionamiento hacia valores más bajos, manteniéndose el nivel de adaptación en niveles normales. La directividad se ve de nuevo reducida, aunque no significativamente.

Como conclusión tras las simulaciones realizadas diremos que este tipo de antenas ante una situación en la que se curva su estructura, parece presentar un mejor comportamiento cuando la curvatura se produce en plano H, que cuando se produce en plano E, manteniendo en plano H valores razonables en nivel de adaptación y directividad.

6.2 Líneas futuras de trabajo:

Entre las principales líneas futuras de trabajo a seguir podemos mencionar:

- Continuación con el estudio de los principales materiales textiles vigentes, especialmente en lo que a la parte experimental se refiere. Los actuales materiales empleados en la fabricación de antenas textiles, necesitan un estudio más exhaustivo de sus características eléctricas para que puedan ser simulados de una manera fidedigna en los simuladores. Además se requiere de la fabricación de prototipos textiles, que sean medidos para distintas situaciones de curvatura y poder así sacar conclusiones sobre cómo afecta dicho efecto a sus propiedades.
- Continuar con el estudio de mecanismos que permitan la reducción del tamaño de los diseños textiles. De esta manera se facilita su integración en las prendas, mejorando la

comodidad de quién las lleva. Entre los caminos de estudio a seguir podrían proponerse realizar diseños con materiales de permitividad superior o estudiar el comportamiento del elemento cuando se modifica su geometría, se realizan ranuras en su estructura entre otras variantes.

- Minimizar el nivel de radiación trasera mediante el empleo de estructuras EBG o superficies soft y hard. Estas técnicas tratan de reducir las ondas de superficie, el nivel de radiación trasera, el tamaño de los lóbulos laterales e incrementar la directividad.
- Estudio de diseños que empleen polarización circular para conseguir recibir señal en dos direcciones perpendiculares, ya que, por las aplicaciones propias de antenas textiles, pueden estar sometidas a continuos cambios de posición y de entornos de radiación. La doble polarización nos permite conseguir mayor capacidad de recepción y transmisión en entornos altamente dispersivos y en canales con numerosos desvanecimientos de señal.
- Integración de los prototipos en sistemas completos de comunicación orientados a algún tipo de aplicación, por ejemplo, monitorización de señales. Estudio de las necesidades del sistema, limitaciones del mismo, prestaciones dependiendo del entorno.

Por último concluir que las antenas textiles actualmente, representan un sector de una industria novedosa con multitud de aplicaciones. Las vías de estudio abiertas son aún muchas, especialmente si queremos sacar partido al amplio espectro de prestaciones que nos pueden ofrecer este tipo de dispositivos. Es por esto que cabe esperar que en los próximos años profundice en esta tecnología y se realicen trabajos futuros que den continuidad a los estudios ya realizados en esta materia.

APÉNDICE

Presupuesto

Para la realización de este proyecto, se ha empleado un total de

1. Estudio del Estado del arte: 8 semanas

Esta primera etapa, en la que se pretendía familiarizarnos con el estado de desarrollo actual de las tecnologías que íbamos a emplear, tanto en los tipos de antenas de parche, cómo en las tecnologías textiles. Esta primera etapa se realizó a modo de estudio tecnológico mediante la lectura de libros de antenas de parche (tecnologías más comunes) y mediante publicaciones del IEEE para el caso de tecnologías textiles, por ser más novedosas y no encontrar excesiva documentación en otras fuentes.

2. Elaboración de un diseño previo: 2 semanas

En esta se intentó concretar los parámetros esenciales de diseño que se iban a implementar, especialmente el tipo de parche y la frecuencia de funcionamiento. Para seleccionar el parche excitado por acoplo por proximidad, se trató de buscar una estructura novedosa, que no hubiera sido estudiada en tecnología textil.

3. Optimización de los parámetros de diseño de la antena así como del material empleado para su fabricación: 10 semanas

En esta etapa tratamos de conseguir un diseño óptimo del elemento aislado. Para ello se llevó a cabo un estudio sobre la influencia de cada uno de los parámetros variables de nuestro diseño. Principalmente nos centramos en el estudio de la influencia del sustrato dieléctrico escogido para la capa de alimentación, así como la altura de dicha capa, por ser los parámetros más influyentes a la hora de obtener buenas prestaciones. Esta etapa fue especialmente larga ya que los parches excitados por acoplo por proximidad son estructuras que presentan un elevado número de grados de libertad para su diseño. También se reutilizó un prototipo que ya estaba fabricado de parche excitado por acoplo por proximidad, para tomar medidas experimentales. Se adaptó dicho prototipo a las dimensiones de nuestro diseño, para tomar medidas experimentales que nos permitieran comprobar la veracidad del efecto del overlapping estudiado a lo largo del capítulo 2 de este proyecto.

4. Estudio del conformado en plano E y Plano H de la antena: 16 semanas

En este periodo, se trato de realizar un estudio de las características de radiación que presentaba nuestro elemento, bajo distintas situaciones de conformado, para garantizar su viabilidad, para trabajar adheridas aprendas.

Esta etapa presento numerosas dificultades, ya que, los software utilizados para las simulaciones, no habitúan a simular estructuras conformadas, siendo bastante laborioso el proceso de conformado y de simulación de las mismas.

Se estudiaron numerosas situaciones, ya que una antena textil, puede ir colocada en distintos puntos del cuerpo y debe mantener ciertas propiedades dentro de un margen razonable.

5. Diseño de un array de elementos textiles para aumentar la ganancia: 8 semanas

Se implementó un array de dos elementos para conseguir mejorar la directividad y también se construyó la correspondiente red en T, para alimentar dicha estructura. No se pensó en realizar un array de mayor tamaño, al no ser viable una antena de dimensiones excesivas para aplicaciones textiles.

6. Redacción de la memoria: 5 semanas

Etapas de recopilación y resumen de conclusiones e información de relevancia obtenida durante el desarrollo de este proyecto.

Costes

A este proyecto también van asociados costes económicos. Toda la labor de estudio realizada, que comprende un periodo de aproximadamente 10 meses, se le encomienda a un ingeniero superior, sin necesidad de que esté especializado, por lo que podremos suponer un salario que oscilará en torno a 1200 €/mes X 10 meses asciende a unos 12000 €.

Ingeniero (10 meses a 2200€/mes)	22000€
Estación de trabajo	1500€
Simulador	6000€
Equipos de medida	1500€
Materiales	500€
Total	31500€

Costes imputables.

Para la realización de los diseños y posterior simulación es necesaria la obtención de un software de simulación, en nuestro caso el CST Microwave Studio y el Microwave Office. Necesitaremos un terminal de trabajo con dichos simuladores instalados y un lugar en el que realizar el trabajo.

La medida del prototipo realizado, emplea un analizador de redes, cuyo precio rondará los 50000 €, pero que no se incluirán en la relación de costes, ya que estos aparatos, son adquiridos por centros de investigación.

La fabricación de los prototipos suponen gastos de materiales, así como del personal de laboratorio encargado de la construcción de los mismos. En nuestro caso el equipo encargado será el laboratorio del grupo de radiofrecuencia.

Los costes desglosados en la tabla mostrada anteriormente ascienden a unos 31500€.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Salonen, P.; Rahmat-Samii, Y.; "Textile Antennas: Effects of Antenna Bending on Input Matching and Impedance Bandwidth," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE* , vol.22, no.12, pp.18-22, Dec. 2007
- [2] Locher, I.; Klemm, M.; Kirstein, T.; Troster, G.; , "Design and Characterization of Purely Textile Patch Antennas," *Advanced Packaging, IEEE Transactions on* , vol.29, no.4, pp.777-788, Nov. 2006
- [3] Hertleer, C.; Rogier, H.; Vallozzi, L.; Van Langenhove, L.; , "A Textile Antenna for Off-Body Communication Integrated Into Protective Clothing for Firefighters," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.57, no.4, pp.919-925, April 2009
- [4] Tronquo, A.; Rogier, H.; Hertleer, C.; Van Langenhove, L.; , "Robust planar textile antenna for wireless body LANs operating in 2.45 GHz ISM band," *Electronics Letters* , vol.42, no.3, pp. 142- 143, 2 Feb. 2006
- [5] Tronquo, A.; Rogier, H.; Hertleer, C.; Van Langenhove, L.; , "Robust planar textile antenna for wireless body LANs operating in 2.45 GHz ISM band," *Electronics Letters* , vol.42, no.3, pp. 142- 143, 2 Feb. 2006
- [6] Hertleer, C.; Rogier, H.; Van Langenhove, L.; , "A TEXTILE ANTENNA FOR PROTECTIVE CLOTHING," *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications, 2007 IET Seminar on* , vol., no., pp.44-46, 24-24 April 2007
- [7] Hertleer, C.; Tronquo, A.; Rogier, H.; Vallozzi, L.; Van Langenhove, L.; , "Aperture-Coupled Patch Antenna for Integration Into Wearable Textile Systems," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.6, no., pp.392-395, 2007
- [8] Rahmat-Samii, Y., "Wearable and Implantable Antennas in Body-Centric Communications," *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on* , vol., no., pp.1-5, 11-16 Nov. 2007
- [9] Rais, N.H.M.; Soh, P.J.; Malek, F.; Ahmad, S.; Hashim, N.B.M.; Hall, P.S.; , "A review of wearable antenna," *Antennas & Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough* , vol., no., pp.225-228, 16-17 Nov. 2009
- [10] Bai, Qiang; Langley, Richard, "Textile antenna bending and crumpling," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on* , vol., no., pp.1-4, 12-16 April 2010

- [11] Salonen, P.; Keskilammi, M.; Rahmat-Samii, Y., "Textile antennas: Effect of antenna bending on radiation pattern and efficiency," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2008. AP-S 2008. IEEE, vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [12] Inclan-Sanchez, L.; Vazquez-Roy, J.-L.; Rajo-Iglesias, E.; , "Proximity Coupled Microstrip Patch Antenna With Reduced Harmonic Radiation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.57, no.1, pp.27-32, Jan. 2009
- [13] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and design*. 2nd edition. John Wiley & Sons
- [14] Y. Ouyang, E. Karayianni, and W. Chappell, "Effect of fabric patterns on electotextiles patch antennas" in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, Washington DC, Jul. 2005, vol. 2B, pp. 246-249.
- [15] C. Hertleer, F. De Clercq, A. Tronquo, H. Rogier, and L. Van Langen-hove, "Design of textile antennas for smart clothing", in *AUTEX 2006, proc. CD-ROM*, Raleigh, NC, Jun. 2006.
- [16] P. Salonen, Y. Rahmat-Samii, and M. Kivikoski, "Wearable antennas in the vicinity of human body", in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, Monterey, CA, Jun. 2004, pp. 467-460.
- [17] A. Alomainy, Y. Hao, A. Owadally, C. Parini, Y. Nechayev, C. Constantinou, and P. Hall, "Statistical analysis and performance evaluation for on-body radio propagation with microstrip patch antennas", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, pp. 245-248, Jan. 2007.
- [18] Iria Gallego Gallego. *Proyecto Fin de Carrera: "Diseño de una antenna textile de baja radiación trasera"*. Universidad Carlos III de Madrid, Enero 2011

